

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE



**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY  
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

**ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ**

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

**OPTIMALIZACE PARAMETRŮ VYSÍLACÍHO ZESILOVAČE  
PRO LORAWAN**

OPTIMIZATION OF LORAWAN TRANSMITTER FINAL STAGE

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**

MASTER'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**

AUTHOR

**Bc. Tomáš Hrbek**

**VEDOUCÍ PRÁCE**

SUPERVISOR

**Ing. Pavel Hanák, Ph.D.**

**BRNO 2020**

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Telekomunikační a informační technika**

Ústav telekomunikací

**Student:** Bc. Tomáš Hrbek

**ID:** 186087

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2019/20

**NÁZEV TÉMATU:**

## Optimalizace parametrů vysílacího zesilovače pro LoRaWAN

### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Na vzorku zesilovače vytvořeného v rámci semestrálního projektu dále optimalizujte mezistupňové vazby obvodu RF5110g a změřte jeho rozptylové a další významné parametry. Pro získání první sady měření podle normy LoRaWAN použijte jako zdroj signálu modul RAK2247 a pro druhou sadu měření vektorový generátor s nastavenou lineární modulací QAM-256 se symbolovou rychlostí 125 kS/s. Získané reálné parametry navrženého zapojení srovnajte s teoretickými předpoklady. Zaměřte se na parametry IMD3, IMD2, ACPR, hustotu širokopásmového šumu na daných frekvenčních offsetech, výstupní výkon a výkonový zisk. Výsledky zhodnoťte a porovnejte je s katalogovým listem nově dostupného zesilovače Qorvo QPA9908. Pokud naměřená kanálová maska nevyhoví toleranční analýze, navrhnete zapojení se dvěma koncovými zesilovači RF5110g, jejichž výstupy výkonově sloučíte. Ověřte, že výsledná sestava při požadovaném maximálním výstupním výkonu vyhovuje standardu LoRaWAN a uveďte možnosti jejího využití jako výkonového zesilovače pro vysílač využívající modulaci QAM256.

### DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] LoRa Alliance, LoRaWAN 1.1 Regional Parameters, revision B, January 2018. Dostupné online: <https://loralliance.org/resource-hub/lorawanr-regional-parameters-v11rb>
- [2] Katalogový list obvodu Qorvo RF5110g. Dostupné online: <https://www.qorvo.com/products/d/da000459>

**Termín zadání:** 3.2.2020

**Termín odevzdání:** 1.6.2020

**Vedoucí práce:** Ing. Pavel Hanák, Ph.D.

**Konzultant:** Ing. Karel Daněk, Ph.D.

**prof. Ing. Jiří Mišurec, CSc.**  
předseda oborové rady

### UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

## ABSTRAKT

Tato diplomová práce se zabývá optimalizací parametrů vysílacího zesilovače pro síť LoRaWAN. Problematika optimalizací je nejprve podložena podmínkami normy ETSI EN 300 220, která bere v potaz možnost zarušení okolních kanálů v pásmu. Optimalizace jsou řešeny konkrétně pro integrovaný obvod společnosti Qorvo RF5110g a to tak, aby zesilovač splňoval podmínky uvedené normy na hranici maximálního povoleného výstupního výkonu a také s přihlédnutím na radiovou ekologii.

## KLÍČOVÁ SLOVA

LoRa, LoRaWAN, RF zesilovač, ACPR, Internet věcí, paměťové efekty, RF5110g, RAK2247, EU 868 MHz, rozptylové parametry, lineární modulace, Smithův diagram, zisk, QPA9908, slučovač

## ABSTRACT

This diploma thesis deals with optimization of transmitter amplifier parameters for LoRaWAN network. The issue of optimization is first based on the conditions of ETSI EN 300 220, which takes into account the eventuality of interference the adjacent channels in the band. The optimizations are designed specifically for the Qorvo RF5110g integrated circuit, so that the amplifier meets the requirements of the above standard at the limit of the maximum allowed output power and also with respect to radio ecology.

## KEYWORDS

LoRa, LoRaWAN, RF amplifier, ACPR, Internet of things, memory effects, RF5110g, RAK2247, EU 868 MHz, scattering parameters, linear modulation, Smith diagram, gain, QPA9908, combiner

HRBEK, Tomáš. *Optimalizace parametrů vysílacího zesilovače pro LoRaWAN*. Brno, 2020, 103 s. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací. Vedoucí práce: Ing. Pavel Hanák, Ph.D.

Konzultant práce: Ing. Karel Daněk, Ph.D.

## PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci

na téma „Optimalizace parametrů vysílacího zesilovače pro LoRaWAN“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno .....

.....

podpis autora

## PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval konzultantovi diplomové práce panu Ing. Karlu Daňkovi, Ph.D. ze společnosti RACOM s.r.o. za odborné vedení, konzultace, trpělivost, podnětné návrhy k práci a především jeho čas, který mi věnoval při realizaci této práce. Dále děkuji vedoucímu práce Ing. Pavlu Hanákovi, Ph.D. za pedagogické vedení této práce.

Brno .....

.....

podpis autora

# Obsah

<b>Úvod</b>	<b>13</b>
<b>1 Teoretická část</b>	<b>14</b>
1.1 Sítě LPWA . . . . .	14
1.1.1 LPWA technologie LoRa® . . . . .	15
1.1.2 Pásmo EU 868 MHz . . . . .	15
1.2 Vysokofrekvenční zesilovače . . . . .	17
1.2.1 Třídy zesilovačů . . . . .	17
1.2.2 Slučování zesilovačů . . . . .	18
1.3 Zesilovač RF5110g . . . . .	20
1.3.1 Vnitřní zapojení . . . . .	21
1.3.2 Zapojení externích komponent . . . . .	22
1.3.3 Impedanční přizpůsobení vstupu . . . . .	23
1.3.4 Impedanční přizpůsobení výstupu . . . . .	26
1.4 Paměťové efekty . . . . .	28
1.4.1 Minimalizace kolektorových paměťových efektů . . . . .	28
1.4.2 Minimalizace báзовých paměťových efektů . . . . .	32
1.4.3 Minimalizace teplotních paměťových efektů . . . . .	32
1.5 Modul RAK2247 . . . . .	33
<b>2 Praktická realizace</b>	<b>35</b>
2.1 Měření parametrů modulu RAK2247 . . . . .	35
2.1.1 Měření výkonu ERP . . . . .	35
2.1.2 Měření emisí z pásma do sousedního kanálu při vysílání . . . . .	37
2.2 Měření zesilovače RF5110g . . . . .	41
2.2.1 Zapojení zesilovače . . . . .	41
2.2.2 Měření intermodulačního zkreslení . . . . .	43
2.2.3 Měření emisí z pásma do sousedního kanálu při vysílání . . . . .	44
2.3 Návrh přípravku RF5110_EVAL1 . . . . .	45
2.3.1 Schéma zapojení . . . . .	45
2.4 Měření přípravku RF5110_EVAL1 . . . . .	47
2.4.1 Optimalizace zesilovače pomocí minimalizace indukčnosti a omezení obálky signálu zkratem . . . . .	47
2.4.2 Optimalizace zesilovače pomocí zkratu druhé harmonické signálu . . . . .	49
2.5 Měření rozptylových parametrů RF5110g . . . . .	52
2.5.1 Schéma zapojení . . . . .	52
2.5.2 Kalibrace síťového vektorového analyzátoru . . . . .	52

2.5.3	Naměřené hodnoty . . . . .	53
2.5.4	Simulační model . . . . .	55
2.5.5	Měření a přizpůsobení $S_{11}$ . . . . .	56
2.5.6	Měření a přizpůsobení $S_{22}$ . . . . .	57
2.6	Měření parametrů pro lineární modulace . . . . .	60
2.6.1	Měření přeslechu do sousedního kanálu u QAM-256 . . . . .	60
2.6.2	Ověření širokopásmovosti . . . . .	62
2.6.3	Srovnání s MMG3006NT1 . . . . .	65
2.6.4	Zvýšení napájecího napětí . . . . .	67
2.6.5	Emulace výstupní impedance . . . . .	68
2.6.6	Optimalizace ACPR . . . . .	70
2.6.7	Srovnání s Qorvo QPA9908 . . . . .	70
2.7	Návrh přípravku RF5110g_DUAL1 . . . . .	71
2.7.1	Schéma zapojení . . . . .	71
2.8	Měření přípravku RF5110g_DUAL1 . . . . .	73
2.8.1	Oživení přípravku . . . . .	73
2.8.2	Postup impedančního přizpůsobení výstupu . . . . .	74
2.8.3	Měření parametrů pro lineární modulace . . . . .	75
2.8.4	Ověření širokopásmovosti . . . . .	77
2.8.5	Měření hustoty širokopásmového šumu . . . . .	77
2.8.6	Měření emisí z pásma do sousedního kanálu při vysílání . . . . .	81
<b>3</b>	<b>Závěr</b>	<b>83</b>
	<b>Literatura</b>	<b>85</b>
	<b>Seznam symbolů, veličin a zkratk</b>	<b>89</b>
	<b>Seznam příloh</b>	<b>91</b>
<b>A</b>	<b>Přílohy přípravku RF5110_EVAL1</b>	<b>92</b>
<b>B</b>	<b>Přílohy přípravku RF5110G_DUAL1</b>	<b>98</b>
<b>C</b>	<b>Obsah elektronické přílohy</b>	<b>103</b>



# Seznam obrázků

1.1	Šířka pásma oproti dosahu bezdrátových technologií . . . . .	14
1.2	Schéma vnitřního zapojení obvodu RF5110g . . . . .	21
1.3	Doporučené zapojení RF5110g pro ISM aplikace (kmitočty 865 MHz a 902 MHz až 928 MHz) . . . . .	23
1.4	Smithův diagram pro vstup vývojového kitu RF5110g na 900 MHz . .	25
1.5	Smithův diagram pro výstup vývojového kitu RF5110g na 900 MHz .	27
1.6	Minimalizace kolektorových paměťových efektů pomocí minimalizace indukčnosti . . . . .	29
1.7	Minimalizace kolektorových paměťových efektů pomocí minimalizace indukčnosti a omezení obálky signálu zkratem . . . . .	30
1.8	Příklad minimalizace kolektorových paměťových efektů pomocí mini- malizace indukčnosti a omezení obálky signálu zkratem . . . . .	30
1.9	Porovnání střídavé analýzy optimalizované a neoptimalizované napá- jecí sítě pomocí minimalizace indukčnosti a omezení obálky signálu zkratem . . . . .	31
1.10	Minimalizace kolektorových paměťových efektů a maximalizace účin- nosti pomocí zkratu vzniklé druhé harmonické signálu . . . . .	31
1.11	Minimalizace hradlových paměťových efektů, pomocí minimalizace indukčnosti a omezení obálky signálu zkratem . . . . .	32
1.12	Osazený plošný spoj modulu RAK2247, vlevo strana TOP, vpravo strana BOTTOM . . . . .	34
1.13	Blokové schéma mPCIe modulu RAK2247 . . . . .	34
2.1	Schéma měření výstupního výkonu ERP při vysílání modulu RAK2247	35
2.2	Schéma měření emisí z pásma při vysílání modulu RAK2247 . . . . .	37
2.3	Měření emisí z pásma do sousedního kanálu modulu RAK2247 (0 dBm - (a), 10 dBm - (b) pro šířku pásma 125 kHz . . . . .	38
2.4	Měření emisí z pásma do sousedního kanálu modulu RAK2247 (14 dBm - (a), 20 dBm - (b) pro šířku pásma 125 kHz . . . . .	39
2.5	Měření emisí z pásma do sousedního kanálu modulu RAK2247 (27 dBm - (a), ozrcadlená charakteristika (a) vůči (a) - (b) pro šířku pásma 125 kHz . . . . .	39
2.6	Měření emisí z pásma do sousedního kanálu modulu RAK2247 (0 dBm - (a), 10 dBm - (b) pro šířku pásma 250 kHz . . . . .	40
2.7	Měření emisí z pásma do sousedního kanálu modulu RAK2247 (14 dBm - (a), 20 dBm - (b) pro šířku pásma 250 kHz . . . . .	40

2.8	Měření emisí z pásma do sousedního kanálu modulu RAK2247 (27 dBm - (a), ozrcadlená charakteristika (a) vůči (a) - (b) pro šířku pásma 250 kHz . . . . .	41
2.9	Zapojení RF5110g pro prvotní odhad parametrů zesilovače . . . . .	42
2.10	Osazená strana TOP přípravku MBR dle schématu z obr. 2.9 . . . . .	42
2.11	Schéma měření intermodulačního zkreslení . . . . .	43
2.12	Měření intermodulací zesilovače RF5110g . . . . .	44
2.13	Schéma měření emisí z pásma při vysílání zesilovače RF5110g . . . . .	44
2.14	Měření emisí z pásma do sousedního kanálu (27 dBm) pro šířku pásma 250 kHz, modrá RF5110g, zelená - RAK2247 . . . . .	45
2.15	Měření optimalizace pomocí minimální indukčnosti a omezení obálky signálu zkratem na přípravku RF5110_EVAL1 - žlutá bez omezení obálky zkratem, modrá - přidání $L_{11}$ a $C_{74}$ . . . . .	47
2.16	Optimalizace pomocí minimální indukčnosti se zvýšením kapacity na pinu VCC (30 pF - (a), 42 pF - (b), v porovnání s původní hodnotou 20 pF . . . . .	48
2.17	Optimalizace pomocí minimální indukčnosti se zvýšením kapacity na pinu VCC (47 pF - (a), snížení indukčnosti L7 na 1,2 nH - (b), v porovnání s původní hodnotou 20 pF . . . . .	49
2.18	Měření vlivu optimalizace zkratu druhé harmonické na přípravku RF5110_EVAL1 - žlutá bez optimalizace, modrá - s optimalizací, na frekvenci druhé harmonické . . . . .	50
2.19	Měření vlivu optimalizace zkratu druhé harmonické na přípravku RF5110_EVAL1 - žlutá s optimalizací, modrá - bez optimalizace, na frekvenci $f_c$ . . . . .	51
2.20	Měření vlivu optimalizace zkratu druhé harmonické na přípravku RF5110_EVAL1 dle EN 300 220 na výkonu 27 dBm pro šířku pásma 250 kHz . . . . .	51
2.21	Schéma pro měření rozptylových parametrů zesilovače RF5110g . . . . .	52
2.22	Kalibrační přípravek pro UMMC konektory . . . . .	53
2.23	Naměřené hodnoty rozptylových parametrů RF5110g . . . . .	54
2.24	Měření rozptylových parametrů RF5110g pomocí síťového vektorového analyzátoru . . . . .	54
2.25	Schematické zapojení modelu RF5110g v programu LTSpice . . . . .	55
2.26	Naměřené hodnoty parametru $S_{11}$ při přizpůsobování vstupní impedance . . . . .	57
2.27	Naměřené hodnoty parametru $S_{22}$ při přizpůsobování výstupní impedance . . . . .	59
2.28	Výsledné rozptylové parametry po přizpůsobení výstupu . . . . .	59

2.29	Schéma měření parametrů pro lineární modulace . . . . .	60
2.30	Měření přeslechu do sousedního kanálu pro modulaci QAM-256 zesilovače RF5110g . . . . .	62
2.31	Naměřený konstelační diagram pro modulaci QAM-256 RF5110g . . .	63
2.32	Degradovaný konstelační diagram vysokým výkonem pro modulaci QAM-256 zesilovače RF5110g . . . . .	64
2.33	Naměřené spektrum zesilovače RF5110g modulace QAM-256 se symbolovou rychlostí 50 MS/s . . . . .	64
2.34	Vývojový přípravek zesilovače MMG3006NT1 . . . . .	65
2.35	Měření přeslechu do sousedního kanálu pro modulaci QAM-256 zesilovače MMG3006NT1 . . . . .	67
2.36	Měření emisí z pásma do sousedního kanálu (27 dBm) pro šířku pásma 250 kHz zesilovače MMG3006NT1 . . . . .	68
2.37	Emulace výstupní impedance zesilovače RF5110g . . . . .	69
2.38	Přípravek se slučovači SBB-2-10+ a GP2S+ . . . . .	72
2.39	Blokové schéma sloučení dvou zesilovačů RF5110g . . . . .	72
2.40	Zisk zesilovačů RF5110g_DUAL1 při oživení, U1 - Mem6[Trc3], U4 - Mem9[Trc3], U1 (po opravě) - Trc3 . . . . .	74
2.41	Zisk zesilovačů RF5110g_DUAL1 po přizpůsobení, U1 - Mem5[Trc4], U4 - Trc4 . . . . .	76
2.42	Výstupní impedance zesilovačů RF5110g_DUAL1 po přizpůsobení, U1 - Mem5[Trc3], U4 - Trc3 . . . . .	76
2.43	Zpětně simulovaná impedance výstupu zesilovače RF5110g na přípravku RF5110g_DUAL1 . . . . .	77
2.44	Měření přeslechu do sousedního kanálu pro modulaci QAM-256 přípravku RF5110g_DUAL1, černá - sloučené zesilovače, modrá - samostatný zesilovač . . . . .	78
2.45	Srovnání přeslechu do sousedního kanálu pro modulaci QAM-256 přípravku RF5110g_DUAL1 při stejném buzení, zelená - sloučené zesilovače, černá - samostatný zesilovač . . . . .	78
2.46	Srovnání naměřeného spektrum zesilovače RF5110g modulace QAM-256 se symbolovou rychlostí 50 MS/s, modrá - sloučené zesilovače, černá - samostatný zesilovač . . . . .	79
2.47	Schéma pro měření hustoty širokopásmového šumu zesilovače RF5110g	80
2.48	Srovnání měření širokopásmového šumu pro RF5110g_DUAL1 při stejném výkonu, modrá - sloučené zesilovače, černá - samostatný zesilovač . . . . .	81
2.49	Měření emisí z pásma do sousedního kanálu (27 dBm) pro šířku pásma 250 kHz pro sloučení zesilovačů na přípravku RF5110g_DUAL1 . . .	82

A.1	Osazená strana součástek přípravku RF5110_EVAL_1 . . . . .	92
A.2	Základní schéma zapojení přípravku RF5110_EVAL_1 . . . . .	94
A.3	Osazovací výkres přípravku RF5110_EVAL_1 strana TOP . . . . .	95
A.4	Osazovací výkres přípravku RF5110_EVAL_1 strana BOTTOM . . . . .	96
A.5	Předloha plošného spoje - strana TOP, 60 x 70 mm . . . . .	97
A.6	Předloha plošného spoje - strana BOTTOM, 60 x 70 mm . . . . .	97
B.1	Osazená strana součástek přípravku RF5110G_DUAL1 . . . . .	98
B.2	Základní schéma zapojení přípravku RF5110G_DUAL1 . . . . .	100
B.3	Osazovací výkres přípravku RF5110G_DUAL1 strana TOP . . . . .	101
B.4	Předloha plošného spoje - strana TOP, 60 x 70 mm . . . . .	102
B.5	Předloha plošného spoje - strana BOTTOM, 60 x 70 mm . . . . .	102

# Seznam tabulek

1.1	Souhrn limitů pro subpásmo 863 MHz až 870 MHz dle ETSI EN 300 220	16
1.2	Teoretický vložený útlum signálu při použití výkonového rozbočovače v závislosti na počtu výstupů . . . . .	19
1.3	Průměrné parazitní vlastnosti padů pouzdra QFN-16 . . . . .	20
1.4	Vybrané elektrické specifikace obvodu RF5110g pro kmitočet 900 MHz	20
1.5	Tabulka bodů vstupní impedance RF5110g pro Smithův diagram na obr. 1.4 . . . . .	24
1.6	Tabulka bodů výstupní impedance RF5110g pro Smithův diagram na obr. 1.5 . . . . .	27
1.7	Základní specifikace modulu RAK2247 . . . . .	33
2.1	Nastavení spektrálního analyzátoru pro výstupního výkonu ERP . . .	36
2.2	Naměřené hodnoty výstupního výkonu modulu RAK2247 . . . . .	36
2.3	Nastavení spektrálního analyzátoru pro měření emisí z pásma do sou- sedního kanálu při vysílání . . . . .	38
2.4	Přizpůsobení vstupu RF5110g na základě měření rozptylových para- metrů . . . . .	56
2.5	Přizpůsobení výstupu RF5110g na základě měření rozptylových pa- rametrů . . . . .	58
2.6	Nastavení spektrálního analyzátoru pro měření přeslechu do soused- ního kanálu u QAM-256 . . . . .	61
2.7	Nastavení vektorového generátoru pro měření přeslechu do sousedního kanálu u QAM-256 . . . . .	61
2.8	Nastavení spektrálního analyzátoru pro zobrazení vektorové signálové analýzy u QAM-256 . . . . .	63
2.9	Specifikace obvodu MMG3006NT1 pro kmitočet 900 MHz . . . . .	66
2.10	Srovnání naměřených parametrů pro lineární modulace zesilovačů MMG3006NT1 a RF5110g pro kmitočet 870 MHz . . . . .	66
2.11	Tabulka hodnot k emulaci výstupní impedance RF5110g na obr. 2.37	70
2.12	Optimalizace ACPR pomocí LC článku $C_{24}$ a $L_7$ . . . . .	70
2.13	Srovnání parametrů RF5110g a QPA9908 . . . . .	71
2.14	Tabulka hodnot k impedančního přizpůsobení výstupu . . . . .	74
2.15	Naměřené hodnoty širokopásmového šumu pro RF5110g_DUAL1 při stejném výkonu pro samostatný zesilovač i sloučené zesilovače . . . .	80
A.1	Základní rozpiska zapojení přípravku RF5110_EVAL_1 . . . . .	93
B.1	Rozpiska zapojení přípravku RF5110G_DUAL1 (870 MHz) . . . . .	99

# Úvod

Radiové frekvenční spektrum v oboru UHF (Ultra High Frequency) je pro některé své výhodné specifické vlastnosti intenzivně využíváné. Proto je z pohledu radiové ekologie nutné soustředit se na efektivní využívání přidělených úseků pracovních frekvencí. Kromě řešení vlastního zadání je širším cílem praktické části této diplomové práce zaměřovat se při vývoji na takové parametry vysokofrekvenčních zesilovačů použitelných obecně pro přenos dat v systémech LoRaWAN (Long Range Wide Area Network), které minimalizují emisi nežádoucího signálu mimo kmitočtový prostor přidělených kanálů. Z pohledu rádiové ekologie jde především o optimalizaci nežádoucího vyzařování do sousedních kanálů, o parametry ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) a o hustotu vysílaného širokopásmového šumu.

Pro komunikaci zařízení na velké vzdálenosti s nízkou spotřebou vznikají sítě LPWAN (low-power wide-area network), které komunikují zpravidla na bezlicenčních kmitočtech UHF. Bezlicenční kmitočtové pásmo UHF je jako jiná kmitočtová pásma (licencovaná) přísně regulováno pomocí národního regulátora, kterým je v České republice Český telekomunikační úřad. Tyto regulace stanovují, s jakými rádiovými parametry a účelem je možné na dané frekvenci zařízení používat. Snahou těchto omezení je zamezení rušení okolních kmitočtových pásem a možnost koexistence s ostatními rádiovými zařízeními.

Expanze v oblasti bezdrátových technologií a Internetu věcí (IoT) způsobuje vyšší zahlcení frekvenčního UHF spektra a zvyšuje pravděpodobnost neúspěšného přenosu dat mezi koncovými body, která vede k opakování přenosu informace. Toto je příčinou vzniku rádiových interferencí, které vznikají mezi službami sdílející stejné spektrum pracovních kmitočtů. Proto národní regulátor postupně přistupuje ke zvyšování požadavků na vysílací zařízení tak, aby výrobci minimalizovali nežádoucí vyzařování emisí.

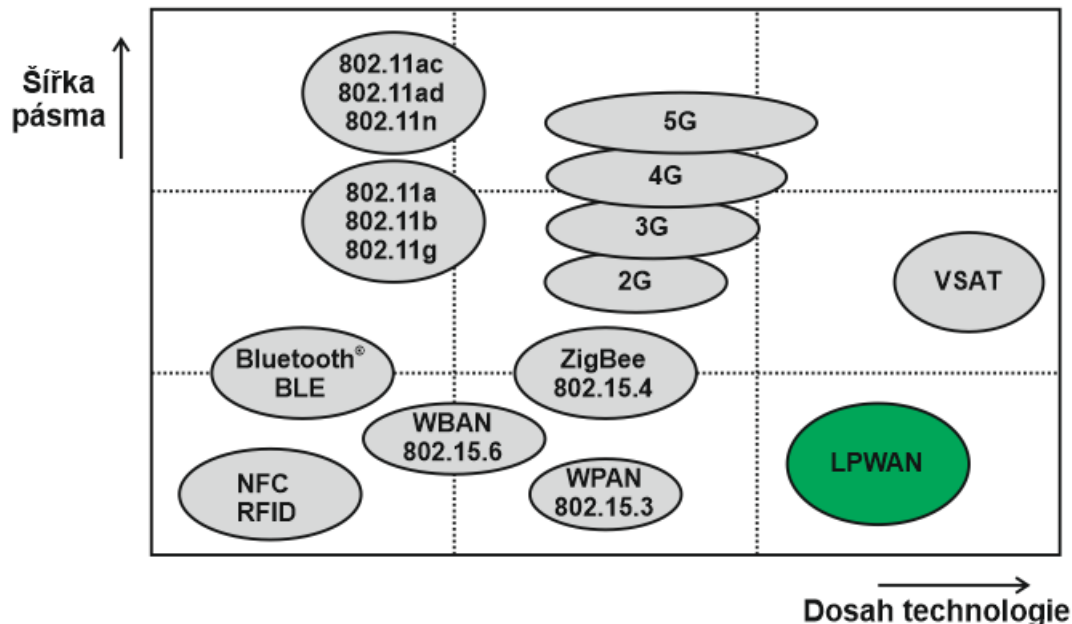
Snahu o optimalizaci co nejmenšího rušení okolních kanálů mají především výrobci integrovaných obvodů, kteří se snaží dosáhnout vysoké linearity integrovaných zesilovačů a nízkého ACPR, při vysokém výkonu koncových vysokofrekvenčních zesilovačů. Pokud nejsou aplikační doporučení výrobce v katalogovém listu dodrženy, může to mít za následek degradaci parametrů uvedených v katalogovém listu výrobce a nesplnění požadavků přísné normy.

# 1 Teoretická část

## 1.1 Sítě LPWA

Sítě LPWA (low-power wide-area), někdy označované jako LPWAN (low-power wide-area network), jsou sítě určené ke komunikaci zařízení na dlouhé vzdálenosti (až desítky kilometrů) s nízkou spotřebou a pomalou přenosovou rychlostí. Koncové body LPWA zpravidla zasílají zprávy dlouhé 20 až 256 bytů a to pouze několikrát denně. Jsou zpravidla napájené z baterie a jejich spotřeba je navrhována tak, aby vydržely při provozu z baterie pět až deset let. Přenos dat do sítě internet zajišťují brány (gateway), mezi sítí LPWA a sítí internet. Obdobně jako technologie WiFi používá LPWAN hvězdicovou topologii. Koncový bod je přímo připojen do směrovače. Mezery v pokrytí signálem lze vyřešit pomocí opakovače [1]. Na obr. 1.1 je znázorněno umístění LPWAN mezi používanými bezdrátovými technologiemi [2]. Využívá malé šířky pásma na dlouhou vzdálenost.

Citlivosti přijímačů zařízení LPWAN jsou více než  $-130$  dBm, což je důležitý faktor LPWAN sítí. Také čím nižší modulační rychlost, tím může být vyšší citlivost přijímače. Rychlost přenosu dat vychází ze Shannon Harleyova teorému, který je uveden v rovnici 1.1 [3]. Pokud zpomalíme rychlost modulace na polovinu, každý



Obr. 1.1: Šířka pásma oproti dosahu bezdrátových technologií

symbol má dvojnásobně větší energii (3 dB):

$$C = B \cdot \log_2\left(1 + \frac{S}{N}\right), \quad (1.1)$$

kde  $C$  je kapacita kanálu [bit/s],  $B$  je šířka pásma kanálu [Hz],  $S$  je průměrná obdržená síla signálu šířkou pásma [W],  $N$  je průměrný výkon šumu a interference šířkou pásma [W], poměr  $S/N$  je též označován jako SNR (síla signálu k šumu).

Snahou LPWA sítí je využívat dostupné bezlicenční pásma, i když licencované pásma mohou fungovat lépe, protože je zde méně rušení od ostatních uživatelů. Při přidělování licencovaných pásem je nutné přehodnotit přístup k přidělenému médium, tedy k šířce pásma kanálu a jejich odstupům tak, aby došlo k jejich maximálnímu využití. Národní regulátor kmitočtů (v České republice ČTÚ) totiž dovolí využívat přidělené kmitočty více v prospěch uživatele, což ovšem není v případě bezlicenčních pásem možné.

Každá země má jiné podmínky pro využití bezlicenční části UHF pásma. Existují dvě velké skupiny kmitočtů a to v Evropě 868 MHz (ETSI) a v Americe (FCC) kmitočet 915 MHz. Neexistuje celosvětový standard pro využití bezlicenční části UHF pásma v sítích LPWAN, jako je tomu u technologií WiFi a Bluetooth [4].

### 1.1.1 LPWA technologie LoRa®

LoRa® je technika modulace rozprostřeného spektra odvozená od Chirp spread spektra (CCS), při kterém je generován chirp signál, který lineárně s časem svoji frekvenci zvyšuje (chirp-up) a po dosažení horní hranice svoji frekvenci snižuje (chirp-down). Tento proces se neustále opakuje a následným přerušování (chirp) je na tento signál modulována přenášená informace.

Díky frekvenční linearitě chirp signálu dopplerův posun mezi vysílačem a přijímačem způsobuje téměř zanedbatelný posun frekvence a času, který je pro vysílač i přijímač stejný a lze jej jednoduše eliminovat. Z toho plynou nižší nároky na složitost konstrukce přijímače a také, že lze pomocí LoRa modulace komunikovat s pohybujícím se zařízením [5].

### 1.1.2 Pásmo EU 868 MHz

Bezlicenční kmitočtové pásmo UHF pro Evropu se řídí standardy ETSI (European Telecommunications Standards Institute). Konkrétně se jedná o ETSI EN 300 220, určený pro zařízení krátkého dosahu (SRD) provozovaná v kmitočtovém rozsahu 25 MHz až 1 000 MHz. Standardy organizace ETSI přebírá, nebo mírně upraví národní regulátor pro danou zemi a označí ji například jako ČSN ETSI EN 300 220.



Tab. 1.1: Souhrn limitů pro subpásma 863 MHz až 870 MHz dle ETSI EN 300 220

Označení	Frekvenční rozsah [MHz]	Maximální E.R.P. [mW]	Střída cyklu [%]	Maximální zabraná šířka pásma [MHz]
K	863 - 865	25	$\leq 0,1$	2*
L	865 - 868	25	$\leq 1$	3
M	868 - 868,6	25	$\leq 1$	0,6
N	868,7 - 869,2	25	$\leq 0,1$	0,5
P	869,4 - 869,65	500	$\leq 10$	0,25
P	869,7 - 870	5	-	0,3
Q	869,7 - 870	25	$\leq 1$	0,3

\*s výjimkou audio a video aplikací - zde je limit 300 kHz

Pro užití normy ČSN ETSI EN 300 220 je vydáno všeobecné oprávnění č. VO-R/10/01.2019-1 [8] od Českého Telekomunikačního úřadu.

Dokument ETSI EN 300 220 je rozdělený na dvě části, v první části jsou popsány technické vlastnosti a metody měření [6], v druhé části je harmonizovaná norma pokrývající základní požadavky článku 3.2 Směrnice 2014/53/EU pro nespecifická rádiová zařízení [7].

Toto pásmo je od 863 MHz do 870 MHz rozdělené na několik menších pásem (subpásem) s rozdílnými limity. Souhrn pro tyto frekvence je uveden v tab. 1.1. Specifikován je nejen maximální efektivní vyzářený výkon (E.R.P.) v daném subpásmu, ale je také omezen časový přístup k médiu (střída cyklu kdy je dovoleno vysílat do vzduchu za 1 hodinu - označováno jako „maximum ratio of time on the air per hour“) a maximální zabraná šířka pásma v daném subpásmu.

Velice perspektivní je subpásmo s označením P na kmitočtu 869,4 MHz až 869,65 MHz, na kterém je dovoleno vysílat s E.R.P. až 500 mW a se střídou cyklu 10 %. Šířka tohoto subpásma není již omezena a je možné využít až celých 250 kHz.

Ovšem E.R.P., střída cyklu vysílání a šířka pásma kanálu nejsou jediné požadavky ETSI na rádiové zařízení využívající pásmo UHF. Pro provoz na daném kmitočtu je nutné certifikovat koncové zařízení v příslušné laboratoři, která označí zařízení jako schopné provozu dle dané normy. Ve standardu ETSI EN 300 220 je uvedená metodika měření, podle které musí certifikovaná laboratoř postupovat.

Pro měření možných přeslechů do sousedního kanálu ACPR (jejíž minimalizace jsou cíle této práce), které jsou ve výše uvedeném standardu uvedeny dvě metodiky měření. Pro zařízení vysílající šířkou pásma menší jak 25 kHz je určeno měření s názvem „Adjacent Channel Power“ a pro zařízení vysílající šířkou pásma větší jak 25 kHz je určeno měření s názvem „Tx Out Of Band Emissions“.

## 1.2 Vysokofrekvenční zesilovače

Vysokofrekvenční zesilovače se využívají v mnoha aplikacích jako je bezdrátová komunikace, radarová technika, televizní přenos apod. Rozděleny jsou dle úhlu otevření zesilovacího prvku, který se nastavuje pomocí polohy pracovního bodu v převodní charakteristice do jednotlivých tříd A, B, C, D, E atd. Důležitými parametry zesilovačů jsou výstupní výkon, zisk, linearita, stabilita, bod jednodéciblové (P1dB) komprese a účinnost.

### 1.2.1 Třídy zesilovačů

Třídy zesilovačů lze dělit do dvou skupin. První skupina nejrozšířenějších zesilovačů jsou třídy závislé na úhlu otevření zesilovacího prvku (A, B, AB, C), které jsou vhodné na zesilování analogových signálů. Druhou skupinou jsou třídy spínací, které používají digitální obvody a modulaci šířky pulsu (PWM) k neustálému přepínání mezi plně otevřeným a uzavřeným zesilovacím prvkem, čím se zesilovací prvek (tranzistor) pohybuje mezi oblastmi úplného vypnutí a oblastí saturace [9]. Níže jsou detailněji popsány třídy A, B, AB a C, které by mohly být uplatněny v zesilovači pro modulaci LoRa.

- **Třída A**

Zesilovače ve třídě A jsou charakterizovány podle úhlu otevření zesilovacího prvku  $360^\circ$ , který lze získat pomocí umístění pracovního bodu do středu zatěžovací přímky. Ztrátový výkon je dán napájecím napětím a pracovním proudem  $P_Z = V_{CC} \cdot I_C$ . Maximální výstupní výkon je dosažen pokud výstupní proud dosáhne limitu proudu  $I_C$  a napětí na výstupu dosáhne napájecího napětí  $P_{out\ max} = (V_{CC} \cdot I_C)/2$ . Maximální teoretická účinnost této třídy pak může být:

$$\eta_{A\ max} < \frac{P_Z}{P_{out\ max}} = \frac{V_{CC} \cdot I_C}{(V_{CC} \cdot I_C)/2} = \frac{1}{2} = 50\ \%. \quad (1.2)$$

V praxi se ovšem maximální účinnost zesilovače ve třídě A pohybuje okolo 20 až 30 %. Nízká účinnost podtrhuje skutečnost, že zesilovače této třídy využívají energii, i když není přiváděn žádný vstupní signál [10].

- **Třída B**

Třída B byla vytvořena kvůli nízké účinnosti třídy A. Zde je úhel otevření zesilovacího prvku poloviční a to  $180^\circ$ . Pracovní bod je nyní umístěn v bodě, kdy je proud  $I_C$  nulový a napětí je rovno napájecímu. Pomocí této polohy pracovního bodu nelze dosáhnout zesílení obou půlvln vstupního signálu, proto se využívá dvou tranzistorů (NPN pro kladnou a PNP pro zápornou půlvlnu signálu). Protože úroveň prahu tranzistoru je přibližně  $+0,7\ V$  pro NPN a  $-0,7\ V$

pro PNP vzniká interval 1,4 V kdy není signál zesilován.

$$\eta_{B \max} < \frac{\pi}{4} = 78,5 \text{ \%}. \quad (1.3)$$

Účinnost dosažená v reálných podmínkách ovšem nepřesahuje 70 % [10].

- **Třída AB**

Pokud se úhel otevření zesilovacího prvku pohybuje mezi 180 ° a 360 °, jedná se o třídu s názvem AB. Posun pracovního bodu způsobí vyšší linearitu při menších signálech, ovšem na úkor účinnosti.

$$\eta_{AB \max} < 78,5 \text{ \%}. \quad (1.4)$$

- **Třída C**

Pokud bude úhel otevření menší jak 180 °, jedná se o třídu C, její potenciální výhodou je vysoká účinnost, ale za cenu vysokého zkreslení. Pracovní bod je posunut mimo převodní charakteristiku do záporných hodnot proudu  $I_C$ . Vysoké zkreslení se zpracovává pomocí LC rezonančního obvodu, který může přeměnit výstupní impulsy na sinusové vlny. Účinnost se pohybuje mezi 78,5 % až 100 % v závislosti na vzdálenosti pracovního bodu od převodní charakteristiky [10].

$$\eta_C \max < 100 \text{ \%}. \quad (1.5)$$

## 1.2.2 Slučování zesilovačů

Pro zvýšení výkonu při stejné úrovni ACPR lze využít takzvané sloučení zesilovačů. Slučovače a rozbočovače signálů lze použít ke sloučení, nebo rozdělení výkonu z různých zdrojů signálu. Teoreticky lze pomocí slučování signálů ze dvou stejných zesilovačů zvýšit výstupní výkon o 3 dB při zachování stejné úrovně linearity.

Pokud je uvažováno o dvou zdrojích signálu  $U_1$  a  $U_2$  (se zesílením  $A_1$  a  $A_2$  a fázovým posunem  $\phi$ ) o kmitočtu  $f_1$  a  $f_2$  je po sloučení ve výkonovém slučovači napětí  $U_3$ :

$$U_3 = \frac{A_1}{\sqrt{2}} \cdot \cos(2\pi f_1) + \frac{A_2}{\sqrt{2}} \cdot \cos(2\pi f_2 + \phi) , \quad (1.6)$$

ovšem pokud mají signály stejnou amplitudu ( $A_1$  a  $A_2$ ), kmitočet ( $f_1$  a  $f_2$ ) a fázi, je ideální výstupní napětí:

$$U_3 = \frac{2 \cdot A_1}{\sqrt{2}} \cdot \cos(2\pi f_1) = \sqrt{2} \cdot U_1 = \sqrt{2} \cdot U_2 . \quad (1.7)$$

Ztráta zisku zesilovače se odvíjí od fázové nerovnováhy, protože jsou zesilovače buzeny ze stejného zdroje, může vzniknout fázová nerovnováha pouze v rozbočovači, zesilovačích, slučovači, nebo nevhodným návrhem desky plošného spoje. Možným

užitkem ze slučování zesilovačů může být vylepšení linearity, ovšem za cenu nižší účinnosti, zejména při nižším výstupním výkonu.

Výkonový rozbočovač je pasivní součástka, která ze vstupního signálu dodává více výstupních signálů o určitých vlastnostech amplitudy a fáze signálu. Jeho výstupy mají teoreticky stejnou amplitudu, spojitou fázi a jsou od sebe izolovány. Ovšem výstupy jsou zároveň utlumeny o několik dB, jak je uvedeno v tab. 1.2. Vložený útlum lze spočítat následovně:

$$A_{dB} = -10 \cdot \log_{10}\left(\frac{1}{\text{Počet vstupů}}\right) = -10 \cdot \log_{10}\left(\frac{1}{2}\right) = 3,01 \text{ dB}.$$

Vzhledem k vzájemně souvisejícím vstupům a výstupům lze výkonový rozbočovač s natočením fáze  $0^\circ$  použít jako výkonový slučovač. Výstupy výkonového rozbočovače jsou použity jako vstupy a součet signálů se objeví jako jediný výstup na vstupním portu rozbočovače. Výkonový slučovač bude vykazovat útlum, který je závislý na amplitudě a fázi kombinovaných signálů. Pokud jsou vstupní signály o stejné amplitudě i fázi je tento útlum nulový. Ovšem pokud je fáze vstupních signálů otočena o  $180^\circ$  je teoreticky tento útlum nekonečný [28].

Tab. 1.2: Teoretický vložený útlum signálu při použití výkonového rozbočovače v závislosti na počtu výstupů

Počet výstupů [-]	Vložený útlum [dB]	Počet výstupů [-]	Vložený útlum [dB]
2	3,0	8	9,0
3	4,8	10	10,0
4	6,0	12	10,8
5	7,0	16	12,0
6	7,8	24	13,8

## 1.3 Zesilovač RF5110g

RF5110g je integrovaný obvod vysokofrekvenčního zesilovače vyráběný pomocí technologického procesu GaAs HBT (Gallium Arsenide Heterojunction Bipolar Transistor). Jeho hlavní přednosti jsou výkon (32 dBm), regulovatelný zisk 32 dB pomocí analogového řízení, účinnost (53 %) a provozní kmitočet (150 MHz až 960 MHz). Je určen převážně pro GSM, E-GSM, GPRS aplikace, ale dle výrobce ho lze použít i pro aplikace FM rádií o frekvencích (150 MHz/220 MHz/450 MHz/865 MHz až 928 MHz). Možnou výhodou je vnitřní struktura, která je tvořena třemi oddělenými zesilovacími stupni.

Jeho struktura je umístěna v pouzdře QFN-16 se 17 vývody (včetně chladicí plochy) o velikosti 3x3x1 mm. Parazitní kapacity pouzdra QFN-16 jsou uvedeny v tab. 1.3 [21].

Tab. 1.3: Průměrné parazitní vlastnosti padů pouzdra QFN-16

Veličina	QFN-16	Jednotka
R	0,03	[Ω]
L	0,818	[nH]
C	0,236	[pF]

Tab. 1.4: Vybrané elektrické specifikace obvodu RF5110g pro kmitočet 900 MHz

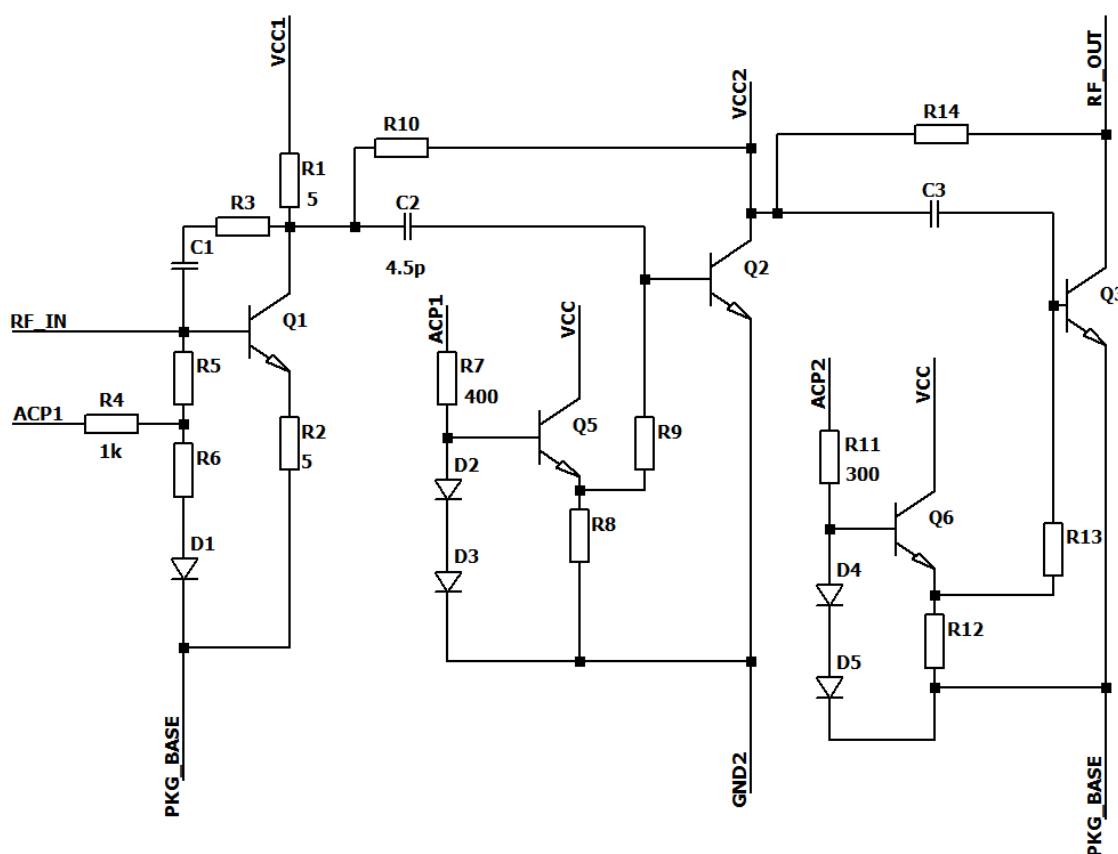
Parametr	Typ.		Parametr	Typ.
Napájecí napětí [V]	3,5		Druhá harmonická $P_{IN} = 9,5 \text{ dBm}$ [dBm]	-20
Maximální výst. výkon [dBm]	34,5		Třetí harmonická $P_{IN} = 9,5 \text{ dBm}$ [dBm]	-25
Zisk [dB]	33		Vstupní výkon pro maximální výstupní výkon [dBm]	7
Účinnost při 34,5 dBm [%]	57		Vstupní impedance [Ω]	50
Účinnost při 20 dBm [%]	12		Optimální impedance zdroje [Ω]	$40 + 10j$
Účinnost při 10 dBm [%]	5		Optimální impedance zátěže [Ω]	$2,6 - 15,0j$

V technické dokumentaci z roku 2012 výrobce RFDM uvádí zjednodušené schéma vnitřního zapojení [11], v novější dokumentaci od společnosti Qorvo již schéma vnitřního zapojení z neznámých důvodů neuvádí [12]. Model obvodu pro simulace, nebo S-parametry tohoto obvodu také nejsou dostupné.

### 1.3.1 Vnitřní zapojení

Ze schématu vnitřního zapojení uvedeného na obr. 1.2 plyne, že zesilovač využívá třístupňové struktury (pre-amplifier stage, driver stage, output stage). V prvním předzesilovacím stupni je na tranzistor  $Q_1$  v zapojení se společným emitorem (SE) přivedený vysokofrekvenční vstup. Jeho maximální proud  $I_E$  je omezen pomocí kolektorového a emitorového odporu  $R_1$  a  $R_2$  o velikosti  $5\ \Omega$ . Pracovní bod tranzistoru  $Q_1$  je nastavován pomocí napětí ACP1 (pin 16). Napěťová záporná zpětná vazba je zajištěna pomocí RC článku  $R_3$  a  $C_1$ . Teplotní stabilizaci prvního stupně zajistí dioda  $D_1$ .

V druhém stupni je výstup kolektoru  $Q_1$  veden na bázi tranzistoru  $Q_2$  přes odělovací kapacitu  $C_2 = 4,5\text{ pF}$ . Tento tranzistor už není omezen v emitoru, ani



Obr. 1.2: Schéma vnitřního zapojení obvodu RF5110g

v kolektoru odporem a jeho napájecí napětí VCC2 je vedeno z externího paralelního rezonančního obvodu na jeho kolektor. Jeho pracovní bod je nastavován znovu pomocí napětí ACP1, které je vedeno přes 400  $\Omega$  odpor  $R_7$  na bázi tranzistoru  $Q_5$  v zapojení se společným kolektorem (SC), který je teplotně kompenzovaný sérií dvou diod  $D_2$  a  $D_3$ . Tranzistor  $Q_5$  se chová jako emitorový sledovač napětí ACP1 a nastavuje pracovní bod tranzistoru  $Q_2$ . Napěťová záporná zpětná vazba je zajištěna odporem  $R_{10}$ .

Ve třetím stupni je výstup kolektoru  $Q_2$  veden na bázi  $Q_3$  přes oddělovací kapacitu  $C_3$ . Tento tranzistor už nemá ve vnitřním zapojení kolektor ani emitor degradován odporem. Jeho napájecí napětí je přivedeno z externího paralelního rezonančního obvodu na RF OUT. Kolektor tranzistoru  $Q_3$  je vyveden na piny pouzdra 9, 10, 11 a 12.

Jeho pracovní bod je nastavován tentokrát pomocí napětí ACP2 (15), které je vedeno přes 300  $\Omega$  odpor  $R_{11}$ , na bázi  $Q_6$  v zapojení se společným kolektorem (SC). Ten je teplotně kompenzovaný pomocí dvou diod  $D_4$  a  $D_5$ . Tranzistor  $Q_6$  se chová jako emitorový sledovač napětí ACP2 a nastavuje pracovní bod tranzistoru  $Q_2$ . Napěťová záporná zpětná vazba je zajištěna odporem  $R_{14}$ .

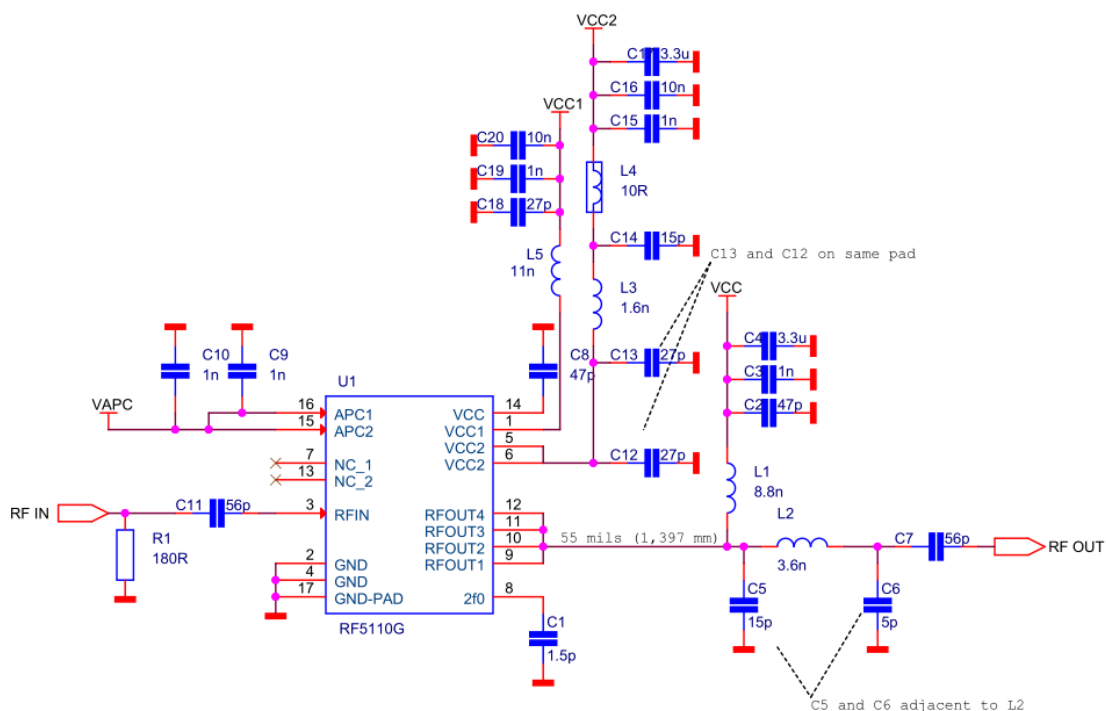
Pro maximální odvod tepla disponuje pouzdro velkým pinem (GND) ze spodní strany obvodu, který je nutno připojit na zem stejně jako zemníci piny 2 (GND1) a pin 4 (GND2). V pouzdře QFN jsou nevyužity dva piny (7, 13), které výrobce doporučuje nechat nepřipojené.

### 1.3.2 Zapojení externích komponent

Na výstupy tohoto obvodu jsou vyvedené kolektory a emitory tranzistorů, tím lze pomocí zapojení externích součástek obvod přizpůsobit i pro jiné aplikace, než které doporučuje výrobce a udává k nim doporučená zapojení.

Nejblíže aplikaci zesilovače pro LoRaWAN je doporučené zapojení z katalogového listu označené jako ISM (Industrial, Scientific and Medical) pro kmitočty 865 MHz a 902 MHz až 928 MHz. Zapojení je uvedené na obr. 1.3. Vstupní signál je přiveden na oddělovací kapacitu  $C_{11}$  (56 pF) a impedančně přizpůsoben pomocí  $R_1$  (180  $\Omega$ ). Napětí pro nastavení zisku zesilovače (VAPC) je blokováno pomocí 10 nF kondenzátorů ( $C_9$  a  $C_{10}$ ). Napájecí napětí prvního stupně zesilovače (VCC1) je filtrováno pomocí kombinace ( $C_{18}$ ,  $C_{19}$ ,  $C_{20}$  a  $L_5$ ), tedy LC článek s chováním dolní propusti.

Pro druhý stupeň (VCC2), který dodává vyšší výkon doporučuje výrobce filtraci napájení doplnit o tlumivku. Nejprve je napájecí napětí filtrováno pomocí dolní propusti tvořené kombinací  $C_{15}$ ,  $C_{16}$  a  $C_{17}$ , poté kondenzátor  $C_{14}$  spolu s indukčností  $L_3$  rezonují na kmitočtu okolo 1 GHz. Paralelní kombinace  $C_{12}$  a  $C_{13}$  spolu v sérii s  $L_3$



Obr. 1.3: Doporučené zapojení RF5110g pro ISM aplikace (kmitočty 865 MHz a 902 MHz až 928 MHz)

rezonují na kmitočtu 540 MHz, což je přibližně polovina předchozího rezonančního kmitočtu.

Napájení posledního stupně (RF OUT) je filtrováno pomocí dolní propusti  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$  spolu s  $L_1$ . Kondenzátor, který také tvoří část impedančního přizpůsobení  $C_5$  s  $L_1$  tvoří rezonanční obvod rezonující na 438 MHz. Kvůli impedančnímu přizpůsobení výrobce doporučuje délku vedení od pinu RF OUT po kondenzátor  $C_5$  o délce 1,4 mm typické hodnoty  $50 \Omega$ . Výstup obvodu je za mikropáskovým vedením impedančně přizpůsoben pomocí  $\pi$  článku ( $C_5$ ,  $L_2$  a  $C_6$ ), dále už následuje pouze sériový kondenzátor ( $C_7 = 56 \text{ pF}$ ) pro oddělení stejnosměrné složky.

### 1.3.3 Impedanční přizpůsobení vstupu

Jedním z důležitých parametrů uvedených v katalogovém listu je optimální impedance zdroje pro nejnižší hladinu šumu. Pro kmitočty 880 MHz až 915 MHz je impedance uvedena jako  $(40 + j10)\Omega$ . Hodnoty s parametrů zesilovače nejsou známy a toto je jediný údaj k němuž lze vstup zesilovače přizpůsobit. Je racionální, že pokud bude mít zesilovač přizpůsobený vstup pro nízký přenos šumu, bude i nižší šum právě po zesílení na výstupu zesilovače. Impedance vstupu zesilovače je komplexně sdruženou impedancí k uvedené impedanci zdroje signálu  $(40 - j10)\Omega$ . Kapacitní



reaktance  $-j10$  odpovídá kapacitě dle následující rovnice:

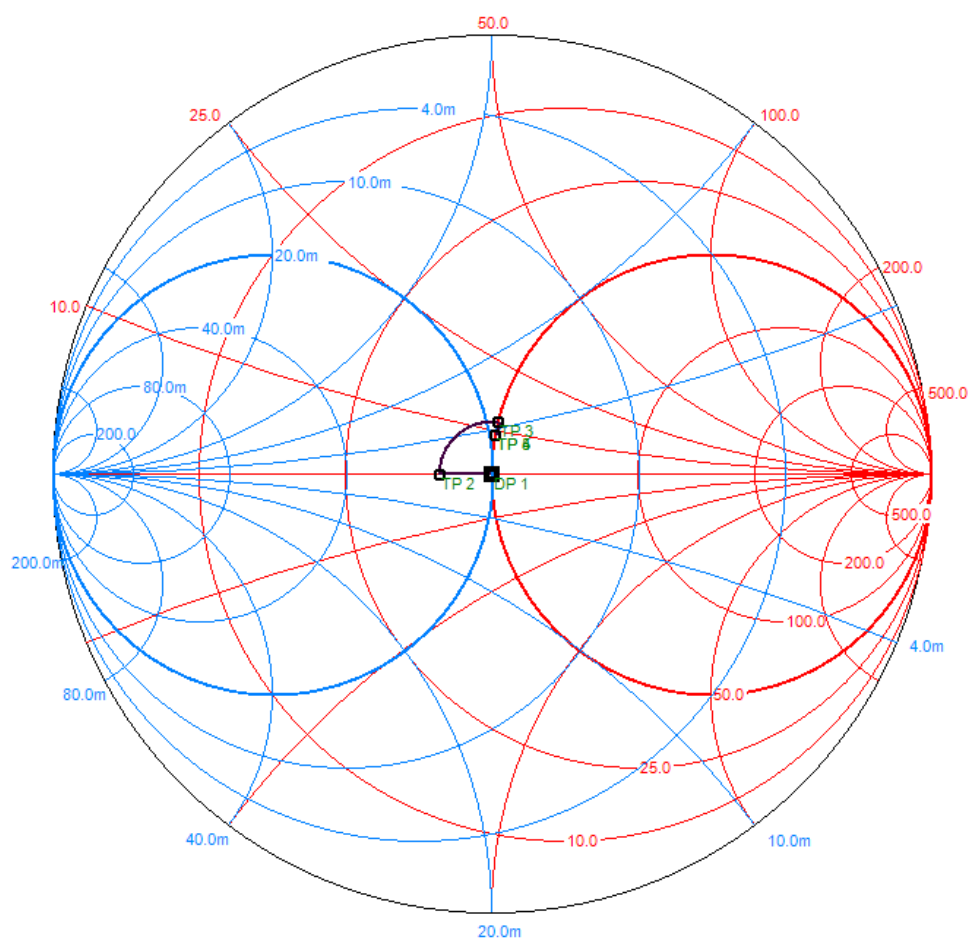
$$C_{\text{IN}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot X_{\text{CIN}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 900 \cdot 10^6 \cdot 10} = 17,9 \text{ pF}, \quad (1.8)$$

kde  $X_C$  je kapacitní reaktance optimální impedance zdroje signálu,  $f$  je kmitočet pro kterou je impedance udávána.

Pokud si znázorníme doporučené zapojení vstupních obvodů z obr. 1.3 ve Smithově diagramu, je patrné, že pouze odpor  $180 \Omega$  nemůže zapříčinit vznik indukčnosti  $1,77 \text{ nH}$ , která kompenzuje kapacitu pinu zesilovače  $17,9 \text{ pF}$ . Ve schématu totiž není zakomponován vliv plošného spoje, tedy impedance vedení  $50 \Omega$  určité délky a vlastností. Na vývojovém kitu výrobce je toto vedení k pinu RF IN o délce přibližně  $20 \text{ mm}$  na dvouvrstvém plošném FR-4 o tloušťce  $0,8 \text{ mm}$ . Výsledná impedance na  $900 \text{ MHz}$  takto přizpůsobeného vstupu je vynesena ve Smithově diagramu na obr. 1.4 a je  $(50,0 + j9,1)\Omega$ . Možné by bylo ještě zakomponovat parazitní impedanci padu pouzdra QFN z tab. 1.3, která ovšem téměř bod impedance neposune. Parazitní indukčnost je totiž kompenzována parazitní kapacitou, pouze dojde k posunu konečné rezistance o  $30 \text{ m}\Omega$ . Z tohoto lze formulovat, že je na daném referenčním schématu je vstup příznivě impedančně přizpůsoben, ale je zde prostor k optimalizaci zejména v reálné části impedance. Pro přiblížení se cílové impedanci by bylo vhodné zkrátit délku vedení na polovinu a spočítat hodnotu  $R_1$  a  $C_{11}$ . Smithův diagram pro vysokofrekvenční vstup vývojového kitu je vyobrazen na obr. 1.4 a příslušná tabulka použitých prvků a datových bodů je v tab. 1.5. Ze Smithova diagramu na obr. 1.4 je patrné, že přizpůsobená vstupní impedance je velice blízká impedanci pro minimální přenos šumu.

Tab. 1.5: Tabulka bodů vstupní impedance RF5110g pro Smithův diagram na obr. 1.4

Bod	Prvek	Hodnota prvku	Impedance [ $\Omega$ ]	Q	Frekvence [MHz]
DP 1	Vstupní konektor	$50 \Omega$	$50,0 + j0,0$	0	900
TP 2	Paralelní odpor	$179,8 \Omega$	$39,1 + j0,0$	0	900
TP 3	Sériové vedení	$50 \Omega$ (20,9 mm)	$50,0 + j12,3$	0,3	900
TP 4	Sériová kapacita	$55,4 \text{ pF}$	$50,0 + j9,1$	0,18	900
TP 5	Parazitní impedance vstupního padu	$30 \text{ m}\Omega$ $818 \text{ pH}$ $236 \text{ fF}$	$50,04 + j9,11$	0,18	900



Obr. 1.4: Smithův diagram pro vstup vývojového kitu RF5110g na 900 MHz

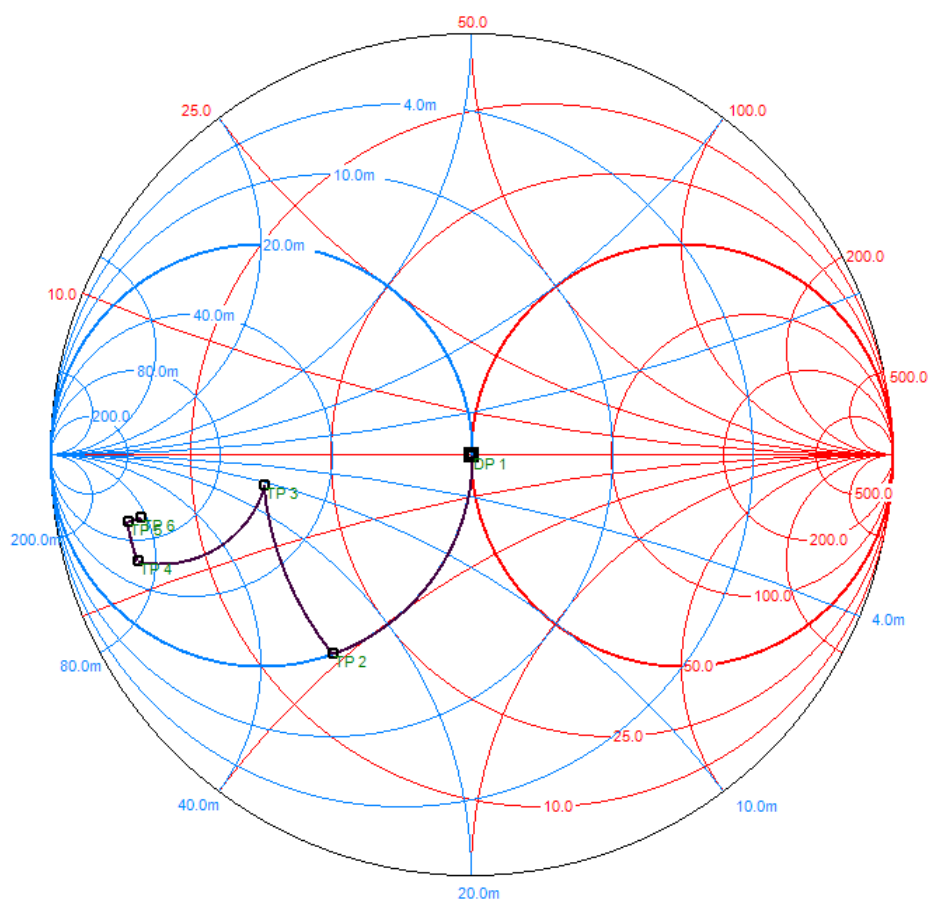
### 1.3.4 Impedanční přizpůsobení výstupu

Stejně jako u optimální impedance vstupu udává výrobce v katalogovém listu hodnotu optimální zatěžovací impedance pro kmitočty 880 MHz až 915 MHz. Tato impedance je uvedena v komplexním tvaru jako  $(2,6 - j1,5)\Omega$ . Výstup je ovšem nutné optimalizovat pro maximální přenos výkonu oproti vstupu, který je navrhován pro minimální přenos šumu. V případě, pokud je cílem nejnižší ACPR je také cílem maximální přenos výkonu. Pokud bude totiž zesilovač ze svého výstupu přenášet signál co nejefektivněji, nebude nutný tak vysoký zisk a tím dojde k nižšímu zesílení signálů pronikajících do sousedních kanálů. Ty jsou zpravidla jsou zesilovány více (nelineárně) vůči užitečnému signálu. Impedance výstupního pinu zesilovače je komplexně sdruženou impedancí k uvedené impedanci zdroje. Reálná složka byla posunuta o  $-1,5j$  odpovídá kapacitě dle následující rovnice:

$$C_{OUT} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot X_{COUT}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 900 \cdot 10^6 \cdot 1,5} = 118 \text{ pF}, \quad (1.9)$$

kde  $X_C$  je kapacitní reaktance optimální impedance zdroje signálu,  $f$  je kmitočet pro který je impedance udávána.

Pokud si znovu znázorníme doporučené zapojení výstupních obvodů z obr. 1.3 ve Smithově diagramu, dostaneme výsledek  $(5,6 - j4,6)\Omega$ . Možná odchylka je způsobena tím, že uvažované údaje o plošném spoji vychází pouze z nákresu plošného spoje v katalogu výrobce kde přesné parametry mikropásků (především efektivní permittivita) nejsou uvedeny. Zapojení výstupního obvodu pro vysokofrekvenční výstup je vyobrazeno ve Smithově diagramu ve vývojového kitu je vyobrazen na obr. 1.5 a příslušná tabulka použitých prvků a datových bodů je v tab. 1.6. Podobně jako u vstupu, vliv parazitních parametrů pouzdra je prakticky zanedbatelný.



Obr. 1.5: Smithův diagram pro výstup vývojového kitu RF5110g na 900 MHz

Tab. 1.6: Tabulka bodů výstupní impedance RF5110g pro Smithův diagram na obr. 1.5

Bod	Prvek	Hodnota prvku	Impedance [ $\Omega$ ]	Q	Frekvence [MHz]
DP 1	Výstupní konektor	50 $\Omega$	50,0 + j0,0	0	900
TP 2	Paralelní kapacita	5 pF	16,7 - j23,6	1,4	900
TP 3	Sériová indukčnost	3,6 nH	16,7 - j3,2	0,2	900
TP 4	Paralelní kapacita	15 pF	4,6 - j7,6	1,7	900
TP 5	Sériové vedení	50 $\Omega$ (1,4 mm)	4,5 - j4,7	1,0	900
TP 6	Paralelní indukčnost	8,2 nH	5,6 - j4,6	0,8	900

## 1.4 Paměťové efekty

Výkonové zesilovače jsou ze své podstaty nelineární. Nelinearita zesilovače může přispívat k rušení sousedního kanálu, které porušuje přísné normy národního regulátora. Způsobuje také zkreslení, které zvyšuje chybovost bitů vedoucí k degradaci datové propustnosti komunikačního systému. Aby se snížila nelinearita, může být zesilovač provozován na nižším výkonu, tak aby pracoval v lineární části své charakteristiky. Nové přenosové technologie (W-CDMA, OFDM, WLAN, LTE) však mají vysoké špičkové výkonové poměry (PAPR), z čehož vyplývají velké fluktuace v obálkách signálu, ze kterých vznikají paměťové efekty.

Paměťové efekty jsou změny nelineární charakteristiky výkonových zesilovačů plynoucí z předešlého vstupního signálu. Je obtížné přijít se všeobecnou metodou pro jejich kompenzaci, protože způsobují, že amplitudy intermodulačních produktů jsou závislé na frekvenci (tuto závislost je obtížné předvídat). Zdroje paměťových efektů mohou být různého původu (teplotní, bázevé, kolektorové, frekvenční) a existují různé způsoby jak tento potenciální zdroj negativních účinků potlačit.

Často využívaná linearizační metoda je založena na metodě digitálního předzkreslení (DPD). Vyznačuje se vynikající linearizační schopností zachovat účinnost zesilovače, k čemuž využívá pokroku v procesorech digitálního zpracování signálů (DSP) a A/D převodníků. Výstupní signál je vzorkován a přiváděn zpět, poté je vstupní signál upraven tak, aby kompenzoval výstupní nelinearity zesilovače. Zesilovač je možné využít až do jeho saturace, čímž se výrazně zvyšuje jeho účinnost. Tato metoda je účinná stejně jako počet přivedených vzorků a náročná na výpočet. Pro úspěšné nasazení této metody musí algoritmus DPD přesně a efektivně modelovat chování zesilovače [13].

Výhodnější z hlediska minimalizace paměťových efektů je odstranit příčinu jejich vzniku, tedy vyloučení obálky signálu a vzniklé druhé harmonické. Obálka signálu má ovšem dvakrát větší amplitudu než je amplituda druhé harmonické. Odstranění produktů obálky signálu by měli omezit vzniklé paměťové efekty [14], [15], [16], [17].

### 1.4.1 Minimalizace kolektorových paměťových efektů

Hlavní příčinou vzniku kolektorového (u unipolárních tranzistorů drain) paměťového efektu je změna napětí na kolektoru způsobená nárazovými odběry proudu. Změnu napětí na kolektoru lze minimalizovat dostatečným oddělením napájecího zdroje. Důležitá je co nejnižší impedance v oblasti frekvence obálky signálu, aby došlo k zabránění změn kolektorového napětí. Dokonce i vysílače využívající výkonové zesilovače třídy A mohou mít obálku signálu závislou na změně napětí kolektoru, ovšem tato závislost se zhoršuje, pokud se pracovní bod zesilovače blíží ke třídě B.

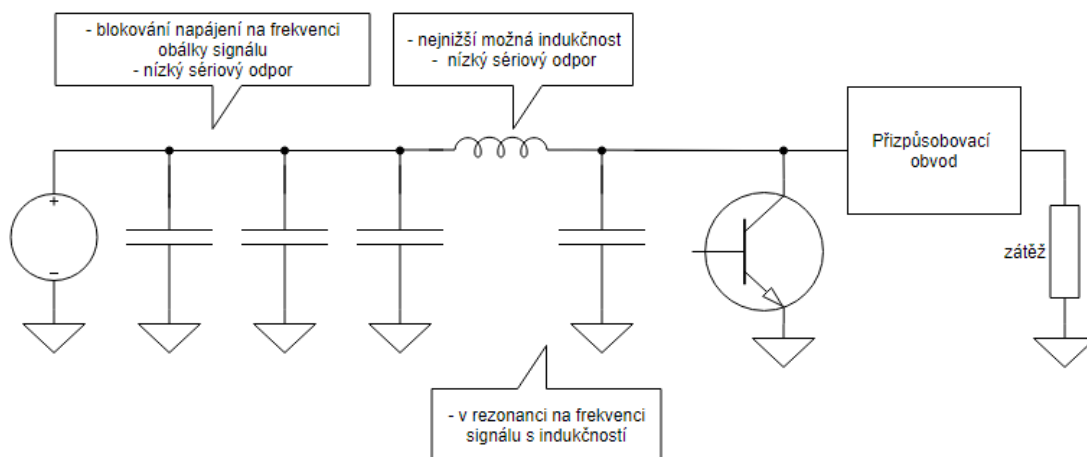
Na tento paměťový efekt jsou náchylné především modulační, ve kterých dochází ke změnám amplitudy (amplitudová modulace).

Na obr. 1.6 je vyobrazena typická napájecí síť kolektoru tranzistoru. Napájecí zdroj musí být dobře oddělený na frekvenci obálky signálu s nízkým sériovým odporem (ESR), to zajistí vysoká kapacita na napájecím napětí (tvoří totiž spolu se sériovým odporem napájecího zdroje RC článek dle rov. 1.10).

$$f_{0(RC)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \quad (1.10)$$

Poté by měl následovat v sérii LC obvod rezonující na nosné signálu dle rov. 1.11.

$$f_{0(LC)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{LC}} \quad (1.11)$$



Obr. 1.6: Minimalizace kolektorových paměťových efektů pomocí minimalizace indukčnosti

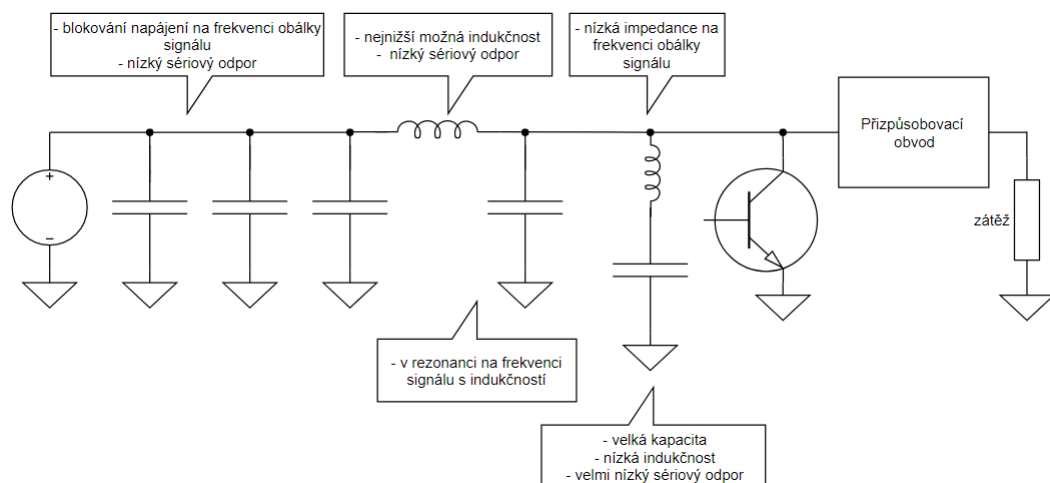
Pokud napájecí síť na obr. 1.6 doplníme o optimalizaci pomocí LC obvodu na obr. 1.7 s nízkou impedancí, velkou kapacitou a nízkým ESR na frekvenci obálky signálu dle rov. 1.11, bude obálka signálu omezena zkratem.

### Příklad optimalizace

Pro nosnou frekvenci  $f_c = 868 \text{ MHz}$  a frekvenci obálky  $f_c = 250 \text{ kHz}$  lze simulovat vliv výše zmiňované optimalizace:

Pro kmitočet  $868 \text{ MHz}$  zvolíme  $C_4 = 20 \text{ pF}$ , poté  $L_1$ :

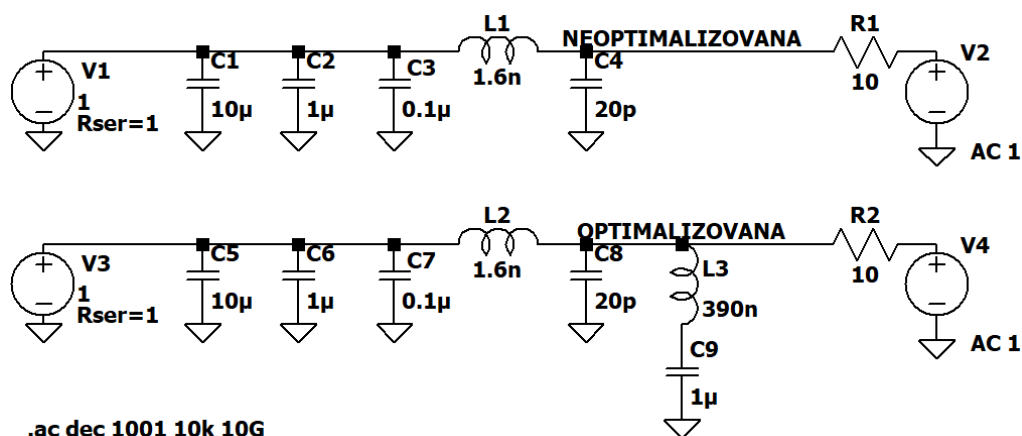
$$L_1 = \frac{\left(\frac{1}{2\pi \cdot f_c}\right)^2}{C_4} = \frac{\left(\frac{1}{2\pi \cdot 868 \cdot 10^6}\right)^2}{20 \cdot 10^{-12}} = 1,6 \text{ nH}. \quad (1.12)$$



Obr. 1.7: Minimalizace kolektorových paměťových efektů pomocí minimalizace indukčnosti a omezení obálky signálu zkratem

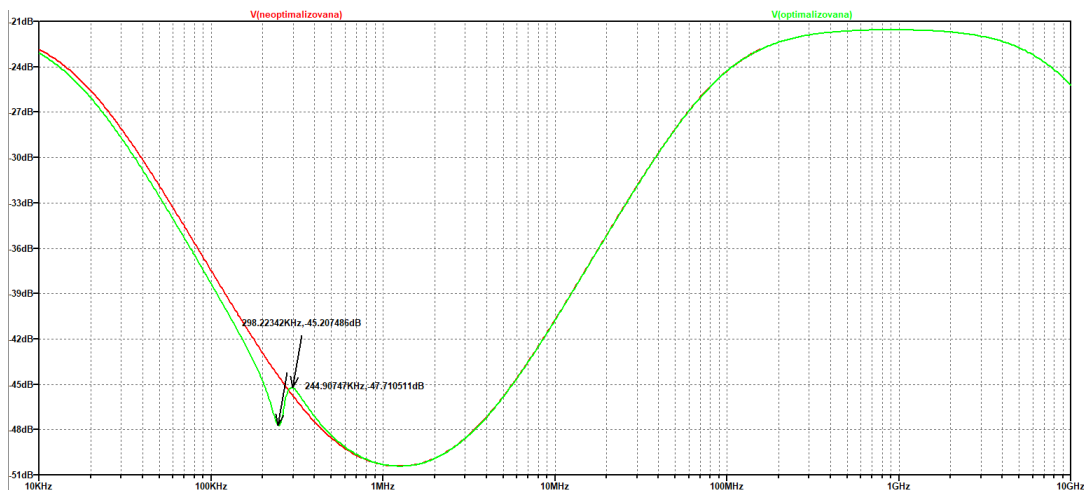
Pro kmitočet 250 kHz zvolíme  $C_9 = 1 \mu F$ , poté  $L_3$ :

$$L_3 = \frac{\left(\frac{1}{2\pi \cdot f_0}\right)^2}{C_9} = \frac{\left(\frac{1}{2\pi \cdot 250 \cdot 10^3}\right)^2}{10 \cdot 10^{-6}} = 405 \text{ nH.} \quad (1.13)$$



Obr. 1.8: Příklad minimalizace kolektorových paměťových efektů pomocí minimalizace indukčnosti a omezení obálky signálu zkratem

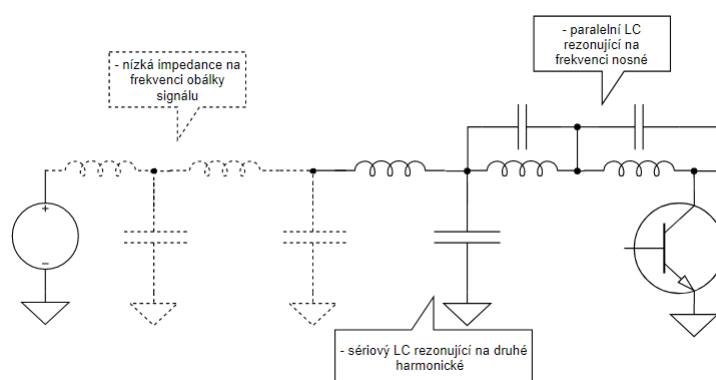
Z porovnání střídavé analýzy na obr. 1.9 je zřetelné, že neoptimalizovaná napájecí síť má největší útlum střídavých signálu na 1,19 MHz, to zapříčinila rezonance  $C_1$  až  $C_3$  spolu s  $L_1$ . Útlum na nízkých kmitočtech zajišťuje RC článek (dolní propust) tvořený vnitřním sériovým odporem napájecího zdroje a kapacitami  $C_1$  až  $C_3$ .



Obr. 1.9: Porovnání střídavé analýzy optimalizované a neoptimalizované napájecí sítě pomocí minimalizace indukčnosti a omezení obálky signálu zkratem

Hodnota cívky  $L_3$  byla zvolena 390 nH z řady CS0603 výrobce Coilcraft a jako  $C_9$  je použit 0603 X7R kondenzátor. Optimalizovaná napájecí síť pomocí  $L_3$  a  $C_9$  má navíc vyšší útlum na 250 kHz kvůli vysoké impedanci při rezonanci  $L_3$  a  $C_9$ . Ovšem vzájemná rezonance mezi napájecí kapacitou  $C_5$  až  $C_7$  způsobila mírný nárůst útlumu na 350 kHz. Při započítání reálných hodnot součástek nebude útlum při rezonanci na 250 kHz tak vysoký.

Pokud se při blokování zdroje zaměříme na vzniklou druhou harmonickou signálu a vysokou účinnost (obr. 1.10) jsou důležitými faktory nízká impedance na frekvenci obálky signálu, vysoká impedance na frekvenci nosné a nízká impedance na frekvenci druhé harmonické signálu.



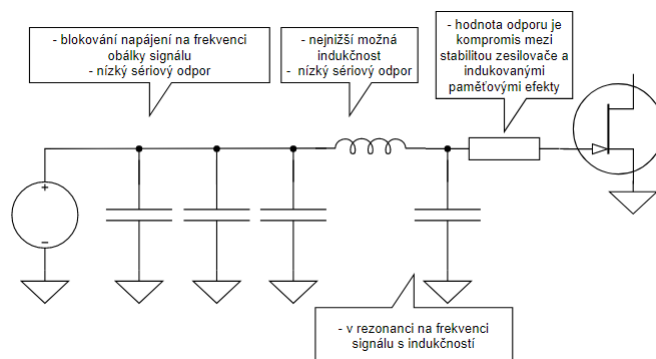
Obr. 1.10: Minimalizace kolektorových paměťových efektů a maximalizace účinnosti pomocí zkratu vzniklé druhé harmonické signálu



### 1.4.2 Minimalizace bázových paměťových efektů

Změny v bázovém (u unipolárních tranzistorů hradlo) napětí mohou také přispívat ke vzniku paměťového efektu. Vyřešení tohoto problému je obtížnější, než u kolektorových paměťových efektů. Je zcela odlišné pro bipolární a unipolární tranzistory (zde je hlavním problémem stabilita výkonového zesilovače). Protože na elektrodách báze teče několikanásobně menší proud, než na elektrodách kolektoru je snadnější dosáhnout kvalitního oddělení napájecího napětí.

Na obr. 1.11 je vyobrazena možná minimalizace paměťových efektů na hradle MOSFET tranzistoru pro omezení hradlových paměťových efektů s využitím minimalizace indukčnosti a omezení obálky signálu zkratem. Ovládací napětí hradla musí být dobře blokováno na frekvenci obálky signálu s nízkým sériovým odporem (ESR), poté by měl následovat v sérii LC obvod rezonující na frekvenci signálu a dále následuje sériový odpor na hradlo tranzistoru. Sériový odpor je kompromisem mezi stabilitou zesilovače a indukovanými paměťovými efekty. Protože má tranzistor typu MOSFET izolované hradlo je daleko snadnější dosáhnout minimalizace paměťových efektů oproti bipolárnímu tranzistoru.



Obr. 1.11: Minimalizace hradlových paměťových efektů, pomocí minimalizace indukčnosti a omezení obálky signálu zkratem

### 1.4.3 Minimalizace teplotních paměťových efektů

Hlavní příčinou vzniku teplotních paměťových efektů je změna teploty přechodu v závislosti na frekvenci obálky signálu, převážně pro frekvence pod 100 kHz. Tento teplotní efekt lze odstranit nastavením pracovního bodu (třída A je méně teplotně závislá než třída B, ovšem s horší účinností), nebo volbou tranzistoru (některé tranzistory jsou méně teplotně závislé než jiné). Pokud se zaměříme na dlouhodobé

změny teploty (které nejsou závislé na frekvenci obálky), ty lze také považovat za parametřové efekty, ovšem dobrý odvod tepla z čipu, nebo teplotní kompenzace mohou tento problém minimalizovat.

## 1.5 Modul RAK2247

Jako zdroj referenčního LoRa signálu je v této práci využíváný modul určený pro LoRa bránu (LoRa gateway) mezi LoRa sítí a sítí internet, kompatibilní se sběrnici mPCIe od společnosti RAKwireless. Modul výrobce dodává v několika frekvenčních variantách (EU - 868 MHz, EU - 433 MHz, CN - 470 MHz, US - 915 MHz, AS - 923 MHz, AU - 915 MHz, KR - 920 MHz, IN - 865 MHz) a také ve variantě připojovaného rozhraní a to SPI (Serial Peripheral Interface), nebo USB (Universal Serial Bus). Základní specifikace modulu jsou uvedeny v tab. 1.7.

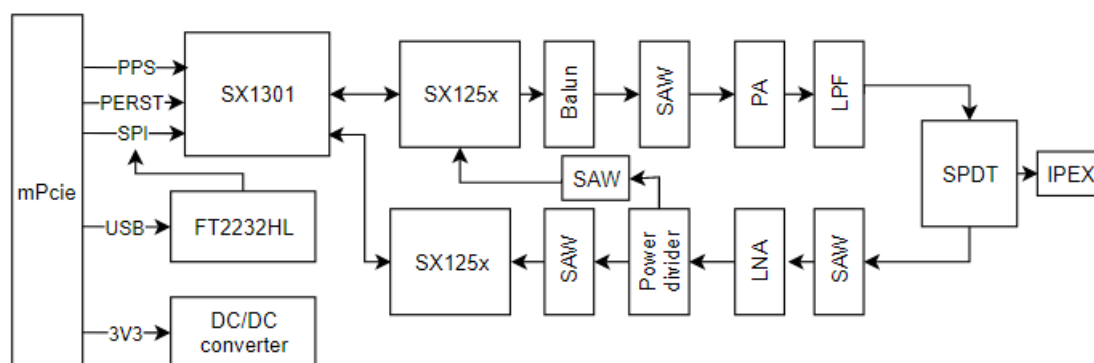
Jeho baseband je postavený na čipu SX1301 od společnosti Semtech, dále následuje vysílač SX1257 (pro verzi 868 MHz), vlnový filtr, UHF zesilovač, přepínač mezi vysílací a přijímací částí a výstupní konektor I-PEX. Topologie je vyobrazena na blokovém schématu na obr. 1.13. Konkrétně jde o modul s označením výrobce RAK2247-1X-R01-868MHz. Výrobce dodává software `rak_common_for_gateway` fungující na OS LINUX, který baseband modulu ovládá [18].

Tab. 1.7: Základní specifikace modulu RAK2247

Parametr	Hodnota
Pracovní napětí	3,0 - 3,6 V
Spotřeba proudu při nečinnosti	68 $\mu$ A
Spotřeba proudu při příjmu	470 mA
Spotřeba proudu při vysílání (25 dBm)	440 mA
Citlivost přijímače (SF12, BW 125 kHz)	-139 dBm
Maximální vysílací výkon	27 dBm



Obr. 1.12: Osazený plošný spoj modulu RAK2247, vlevo strana TOP, vpravo strana BOTTOM



Obr. 1.13: Blokové schéma mPCIe modulu RAK2247

## 2 Praktická realizace

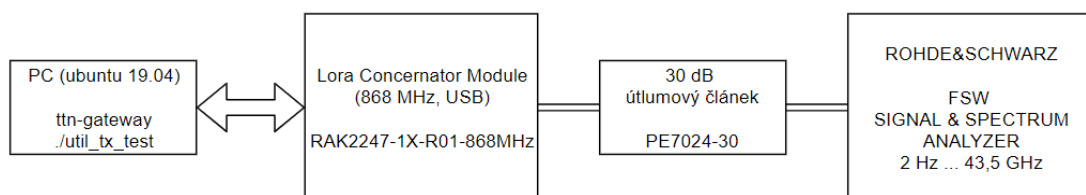
### 2.1 Měření parametrů modulu RAK2247

Jak bylo zmíněno v tab. 1.7 koncový stupeň modulu RAK2247 dosahuje požadovaných specifikací pro vysílání, tedy vysílací výkon 27 dBm, ovšem výrobce neuvádí hodnotu přeslechů do sousedních kanálů při tomto výkonu. Modul je certifikován dle EN 300 220. Dále je certifikovaný dle transparentní organizace Federální komunikační komise pod FCC ID 2AF6B-RAK2247 [19], ovšem na výstupním výkonu 3,1 dBm (ERP), proto je nutné si měřením ověřit, zda koncový stupeň plní požadavky normy i při vyšším vysílacím výkonu a to zejména při maximálním povoleném a to ERP 27 dBm.

#### 2.1.1 Měření výkonu ERP

Na obr. 2.1 je zobrazeno schéma zapojení pro výstupního výkonu ERP. Důležité je nastavení spektrálního analyzátoru dle uživatelského manuálu [20] uvedené v tab. 2.1.

V naměřených výkonech v tab. 2.1 je zcela jasná odchylka na nižších výkonech naměřeného od nastaveného výstupního výkonu. Například při nastaveném výkonu ERP 0 dBm je výstupní výkon  $-3,6$  dBm, ovšem pokud zvýšíme nastavený výkon na 10 dBm vzroste výstupní výkon na 6,4 dBm, tedy zisk je 9,9 dB. Výstupní výkony 20 dBm a 27 dBm se od nastavovaného výkonu příliš neliší. Toto je z hlediska požadavků EN 300 220 v pořádku, protože při měření výstupního výkonu nejsou požadavky na přesnost nastavení, ale pouze na ERP výkon povolený v daném subpásmu dle tab. 1.1. Naměřené výstupní výkony pro šířku pásma 250 kHz jsou mírně vyšší, než pro šířku pásma 125 kHz.



Obr. 2.1: Schéma měření výstupního výkonu ERP při vysílání modulu RAK2247

Tab. 2.1: Nastavení spektrálního analyzátoru pro výstupního výkonu ERP

Parametr	Nastavení parametru
Střední frekvence $f_c$ [MHz]	869,525
Rozsah okna [MHz] (Span)	6 x šířka pásma (0,750/1,5)
Rozlišovací šířka pásma [MHz] (RBW)	10
Rozlišovací šířka pásma obrazu [kHz] (VBW)	100
Funkce detektoru	RMS
Režim trasování (Trace mode)	Max Hold
Posun [dB] (Offset)	30,5

Tab. 2.2: Naměřené hodnoty výstupního výkonu modulu RAK2247

Nastavený výkon [dBm]	Změřený výkon pro šířku pásma 125 kHz [dBm]	Změřený výkon pro šířku pásma 250 kHz [dBm]
0	-3,6	-3,4
10	6,4	6,6
14	12,5	12,7
20	20,8	21,1
27	26,5	26,8

### 2.1.2 Měření emisí z pásma do sousedního kanálu při vysílání

Na obr. 2.2 je zobrazeno schéma zapojení pro měření emisí do sousedního kanálu. Důležité je nastavení spektrálního analyzátoru uvedené v tab. 2.3.

Nastavení testu přenosu dat (`./util_tx_test`) je uvedeno níže, možný krok výkonů parametr  $p$  (RF POWER) je 0, 10, 14, 20, 27 dBm, šířka pásma kanálu je uvedena v parametru  $b$  (LoRA bandwidth) v kHz v rozsahu 125, 250, 500 kHz. Měření emisí z pásma do sousedního kanálu je zaměřené na možné použití zařízení dle standardu ETSI EN 300 220, tedy maximální výkon v pásmu P (střední frekvence  $f_c = 869,525$  MHz) je 27 dBm při maximální šířce pásma 250 kHz. Protože nelze využívat kanál na 27 dBm o šířce pásma 500 kHz není tato šířka pásma měřena.

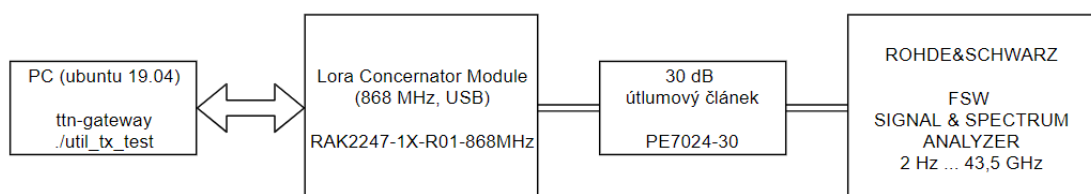
```
./util_tx_test -p 0 -b 125 -r 1257 -f 869.525 -m LORA
```

#### Šířka pásma 125 kHz

Pro šířku pásma 125 kHz je nastavení rozsahu okna dle tab. 2.3 šestinásobkem šířky pásma kanálu (750 kHz).

Na obr. 2.3 jsou měřeny charakteristiky pro výstupní výkon ERP 0 dBm (a) a 10 dBm (b). Požadavky na přeslechy do sousedních kanálů výše zmíněného standardu na těchto výkonech modul plní (ukazatel spektrálního analyzátoru Limit Check). Pozoruhodný je bod ve vzdálenosti 187,5 kHz od střední frekvence  $f_c$ , ve kterém dochází ke zvýšení přeslechu přibližně o 3 dB. Levá i pravá část snímané charakteristiky je téměř symetrická. Pokud dojde ke zvýšení výkonu ERP o 10 dB (b) stoupne i hladina ACPR o 10 dB.

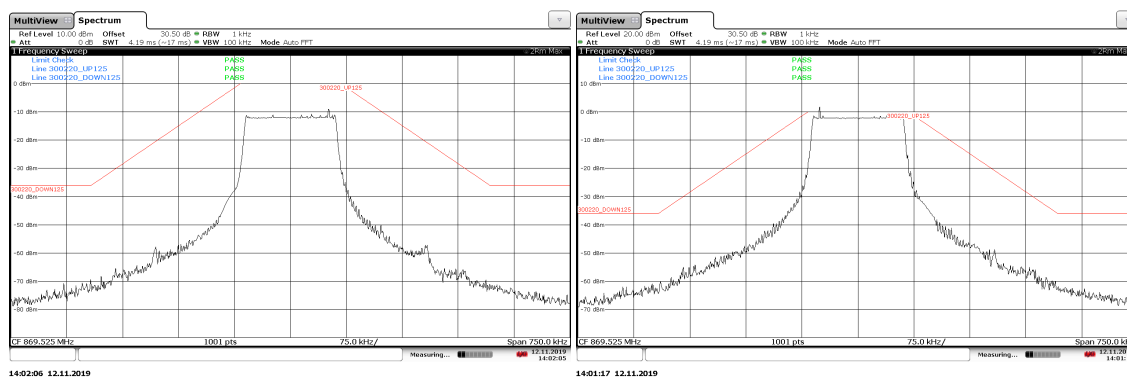
Na obr. 2.4 jsou měřeny charakteristiky pro výstupní výkon ERP 14 dBm (a) a 20 dBm (b). Požadavky na přeslechy do sousedních kanálů výše zmíněného standardu na těchto výkonech modul plní. Při porovnání (a) s předchozím obr. 2.3 by mělo zvýšení výkonu na 14 dBm ve vzdálenosti 375 kHz od střední frekvence  $f_c$  způsobit zvýšení ACPR o 14 dB, ovšem z obr. 2.4 je patrné zvýšení ACPR minimálně o 16 dB. Výstupní zesilovač v modulu RAK2247 začíná více zesilovat okolní šum než



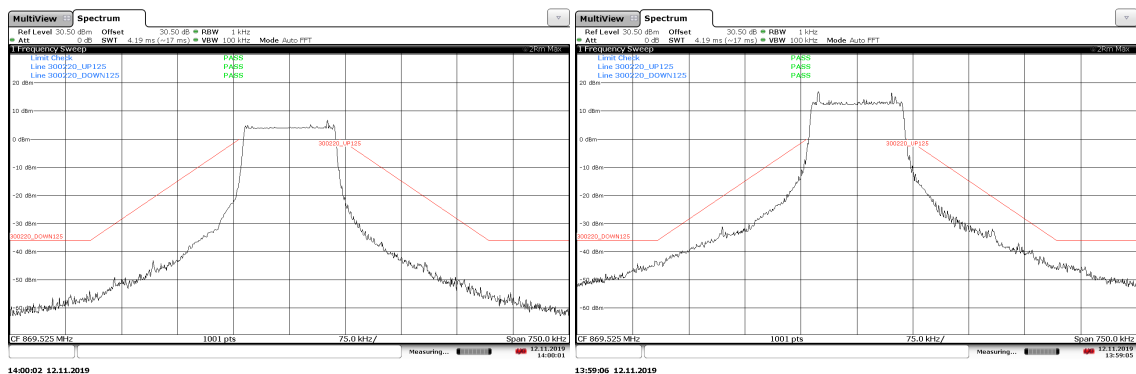
Obr. 2.2: Schéma měření emisí z pásma při vysílání modulu RAK2247

Tab. 2.3: Nastavení spektrálního analyzátoru pro měření emisí z pásma do sousedního kanálu při vysílání

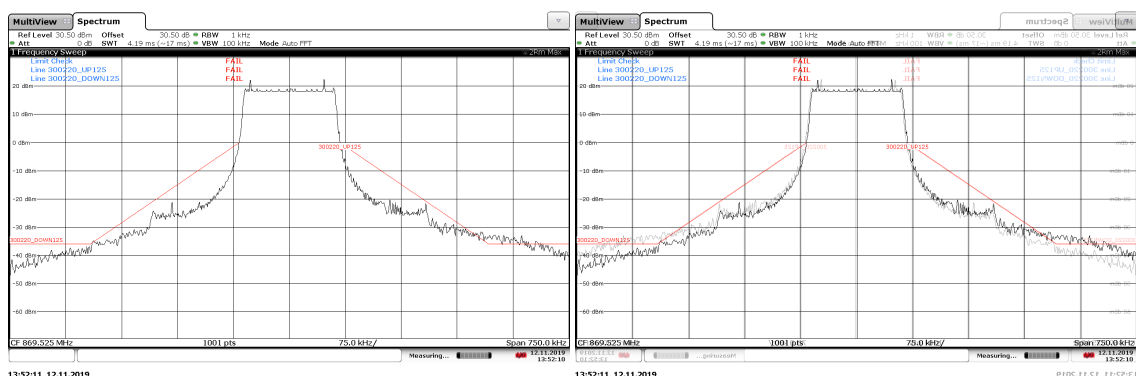
Parametr	Nastavení parametru
Střední frekvence $f_c$ [MHz]	869,525
Rozsah okna [MHz] (Span)	6 x šířka pásma (0,750/1,5)
Rozlišovací šířka pásma [kHz] (RBW)	1
Rozlišovací šířka pásma obrazu [kHz] (VBW)	100
Funkce detektoru	RMS
Režim trasování (Trace mode)	Max Hold
Posun [dB] (Offset)	30,5



Obr. 2.3: Měření emisí z pásma do sousedního kanálu modulu RAK2247 (0 dBm - (a), 10 dBm - (b) pro šířku pásma 125 kHz



Obr. 2.4: Měření emisí z pásma do sousedního kanálu modulu RAK2247 (14 dBm - (a), 20 dBm - (b) pro šířku pásma 125 kHz



Obr. 2.5: Měření emisí z pásma do sousedního kanálu modulu RAK2247 (27 dBm - (a), ozrcadlená charakteristika (a) vůči (a) - (b) pro šířku pásma 125 kHz

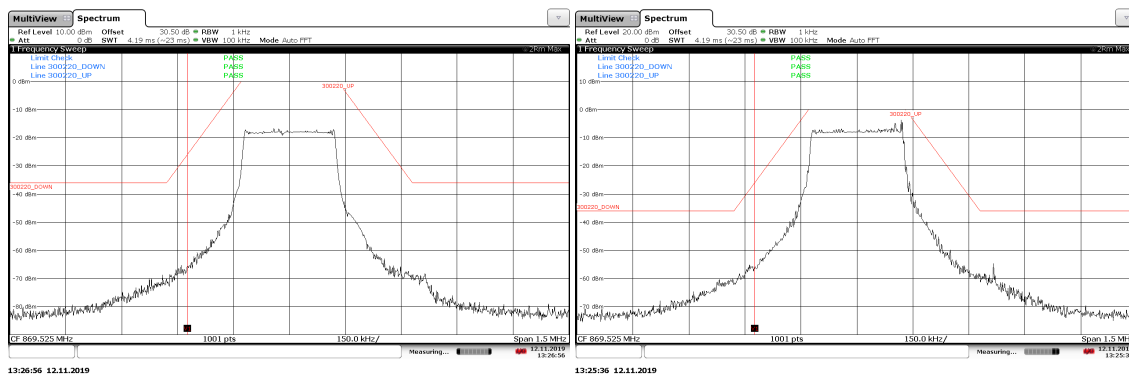
užitečný signál. Pokud dojde k zesílení výkonu ERP na 20 dBm obr. 2.4 (b), hodnota ACPR ve vzdálenosti 375 kHz od střední frekvence vzroste o 25 dB. Ovšem i tato nelinearita na výstupním výkonu 27 dBm splňuje požadavky EN 300 220 na přeslech do sousedního kanálu. Levá i pravá část snímané charakteristiky je stále téměř symetrická, ovšem pro horní frekvence se začíná objevovat vyšší hodnota ACPR, než pro dolní frekvence.

### Šířka pásma 250 kHz

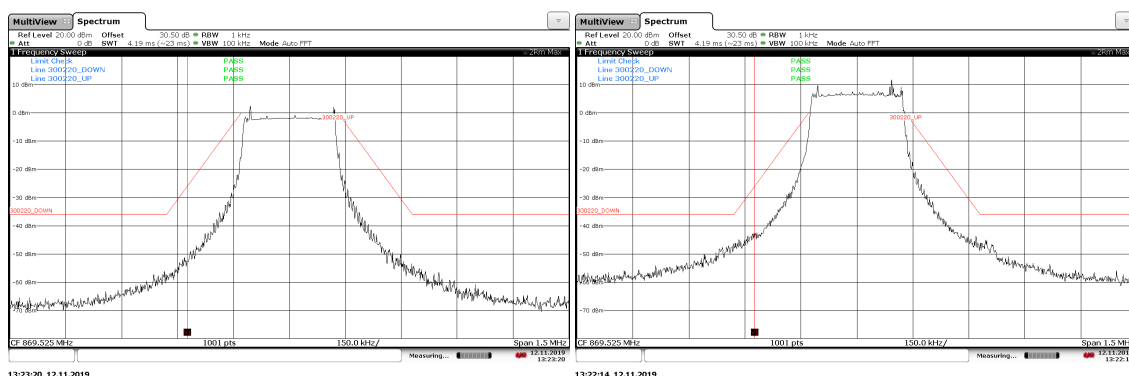
Pro vyšší šířku pásma 250 kHz je potřeba nastavit vyšší rozsah okna na 1,5 MHz dle tab. 2.3. Dále je nutné nastavit jiný limit pro kontrolu přeslechů ACPR dle požadavků normy.

Na obr. 2.6 jsou měřeny charakteristiky pro výstupní výkon ERP 0 dBm (a) a 10 dBm (b). Měření je obdobné jako pro šířku pásma 125 kHz. Požadavky na přeslechy do sousedních kanálů při výstupních výkonech 0 dBm a 10 dBm modul splňuje. V bodě ve vzdálenosti 375 kHz od střední frekvence  $f_c$  dochází ke zvýšení





Obr. 2.6: Měření emisí z pásma do sousedního kanálu modulu RAK2247 (0 dBm - (a), 10 dBm - (b) pro šířku pásma 250 kHz

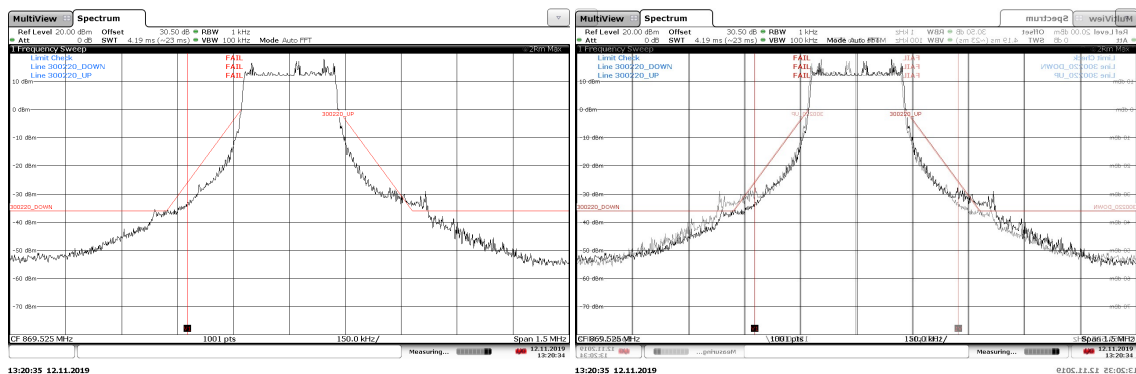


Obr. 2.7: Měření emisí z pásma do sousedního kanálu modulu RAK2247 (14 dBm - (a), 20 dBm - (b) pro šířku pásma 250 kHz

ACPR o 3 dB. Levá i pravá část snímané charakteristiky je téměř symetrická. Pokud dojde ke zvýšení výstupního výkonu na 10 dBm, tak ACPR se zvýší o 10 dB. Chování výstupního zesilovače na těchto výkonech je velice obdobné jako u šířky pásma 125 kHz.

Při dalším zvyšování výstupního výkonu na 14 dBm a 20 dBm (obr. 2.7) se také začíná projevovat vliv nelinearity jako u šířky pásma 125 kHz. Pokud dojde ke zvýšení výstupního výkonu o 20 dB, zvýší se v některých bodech spektrální charakteristiky parametr ACPR až o 23 dB. Ovšem levá i pravá část snímané charakteristiky je stále symetrická. Požadavky na přeslechy do sousedních pásem dle EN 300 220 modul splňuje i pro tyto výstupní výkony ERP.

Při zvýšení výstupního výkonu ERP na požadovaných 27 dBm (obr. 2.8) hodnota ACPR ve vzdálenosti 375 kHz od střední frekvence vzroste podobně jako u šířky pásma 125 kHz, tedy o 32 dB. Nelinearita také způsobila nepřípustný přeslech do sousedního kanálu dle EN 300 220. Ze spektrálních charakteristik je navíc také patrné, že širší pásmo způsobuje větší vliv pamětového efektu, protože ve vzdálenosti 375 kHz



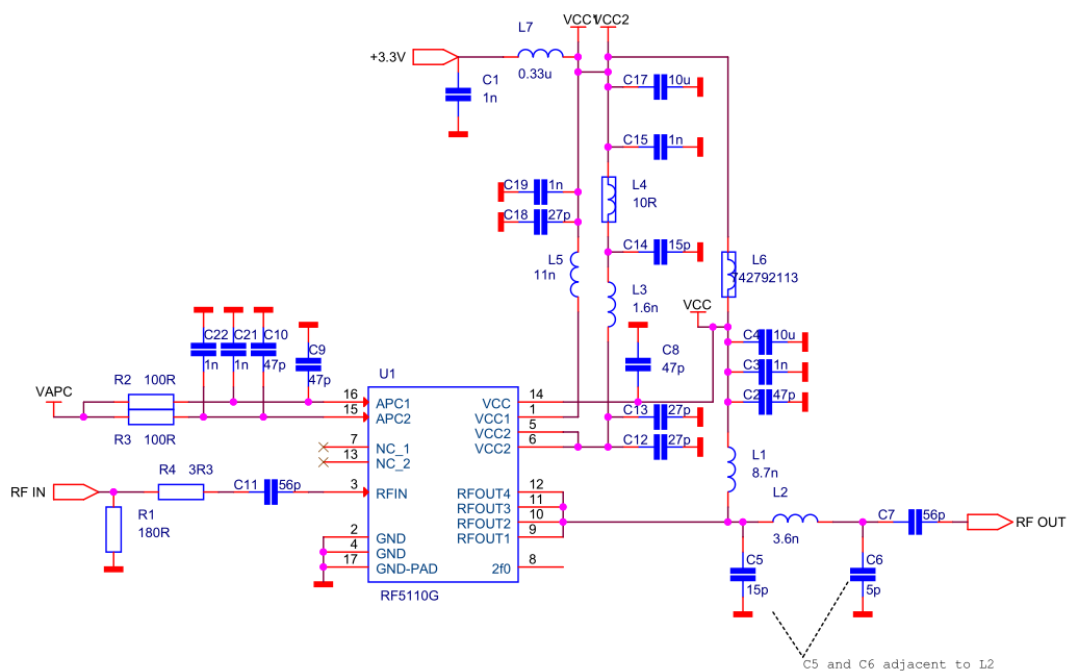
Obr. 2.8: Měření emisí z pásma do sousedního kanálu modulu RAK2247 (27 dBm - (a), ozrcadlená charakteristika (a) vůči (a) - (b) pro šířku pásma 250 kHz

od střední frekvence  $f_c$  (směrem k horním kmitočtům) dochází ke zvýšení ACPR o 12 dB, ovšem u šířky pásma 125 kHz (kde tato vzdálenost je ve 187,5 kHz) je to pouze 8 dB.

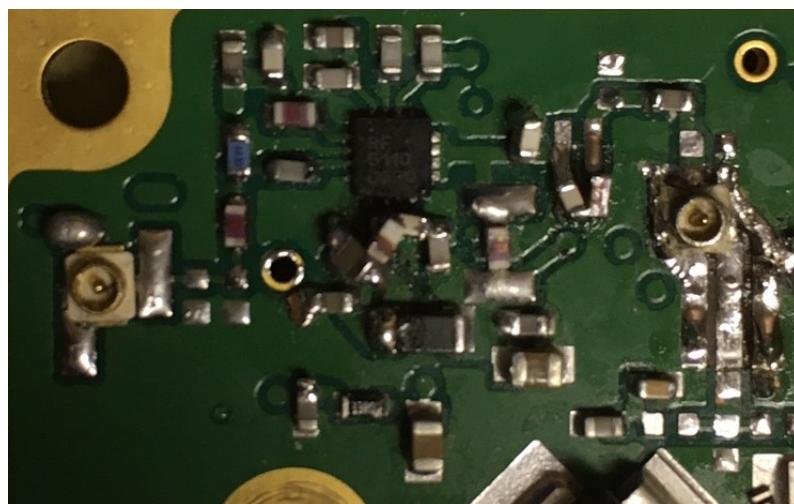
## 2.2 Měření zesilovače RF5110g

### 2.2.1 Zapojení zesilovače

Protože se ISM blíží aplikaci zesilovače pro síť LoRaWAN je pro prvotní odhad možnosti vysílat výkonem 27 dBm použita obdoba zapojení z obr. 1.3. Toto zapojení je uzpůsobeno pro možnost osazení na rádiovém přípravku MBR (obr. 2.10), který tento zesilovač využívá k předzesílení vysokofrekvenčního signálu na kmitočtu okolo 400 MHz. Na plošném spoji navrženém pro jiný kmitočet je obtížnější realizovat celé doporučené zapojení, například pin 2f0 (pin pro omezení druhé harmonické) není z obvodu vyveden, některé mezistupňové vazby jsou realizovány pomocí skládání součástek na sebe, ale funkce obvodu zůstává zachována. Celé zapojení je napájeno snižujícím měničem TPS54319 od firmy Texas Instruments nastaveným na výstupní napětí 3,3 V [22].



Obr. 2.9: Zapojení RF5110g pro prvotní odhad parametrů zesilovače



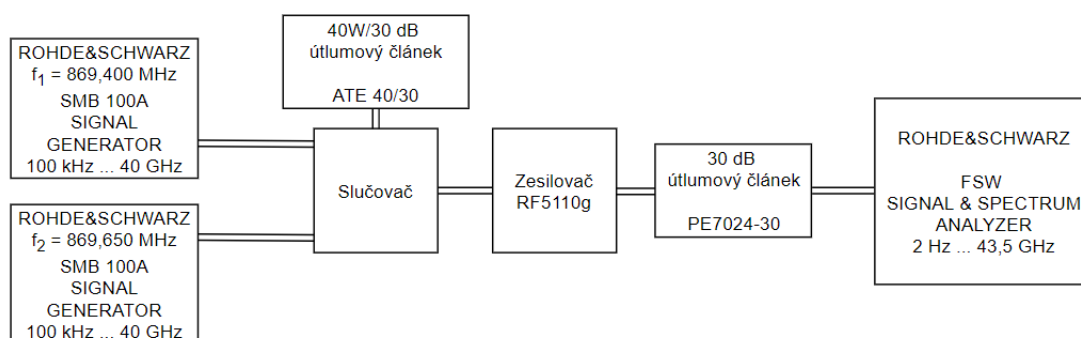
Obr. 2.10: Osazená strana TOP přípravku MBR dle schématu z obr. 2.9

## 2.2.2 Měření intermodulačního zkreslení

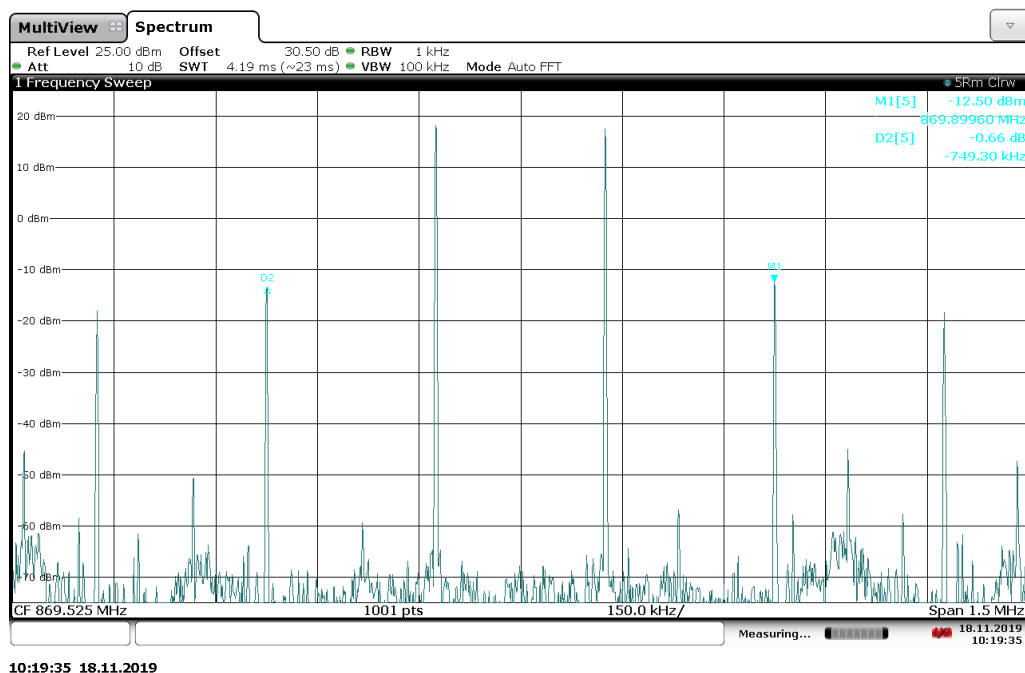
Intermodulační zkreslení vzniká součtem a také rozdílem různých kmitočtů na zesilovači. Pro měření IMD jsou použity dva přesné spektrálně čisté generátory. Tyto generátory generují dva různé kmitočty o stejné amplitudě, které jsou přes slučovač přivedeny na vysokofrekvenční vstup zesilovače. Výstup zesilovače je přiveden na spektrální analyzátor, který zobrazí výstupní spektrum a vzniklé intermodulační produkty (častěji se měření intermodulačního zkreslení označuje jako dvoutónová zkouška).

Pro měření IMD zesilovače RF5110g jsou zvoleny kmitočty odpovídající sledovaným kmitočtům v předchozím měření. První generátor je nastaven na 869,4 MHz a druhý na 869,65 MHz, jsou tedy vzdáleny 250 kHz, což je předpokládaná šířka pásma provozovaná na zesilovači. Z nastavení generátorů vyplývá, že vzniklé intermodulační produkty by měli být od sebe vzdáleny také 250 kHz. Na obr. 2.11 je zobrazeno schéma zapojení pro měření intermodulací zesilovače. Pro sloučení signálů z generátorů je použit čtyřcestný širokopásmový slučovač, proto je jeden z jeho výstupů zakončen umělou zátěží o impedanci 50  $\Omega$ .

Na obr. 2.12 je spektrální charakteristika z měření intermodulací. Vzniklé intermodulační produkty jsou od sebe vzdáleny předpokládaných 250 kHz, tedy IMD3 pro horní spektrum 869,9 MHz (pro spodní spektrum 869,15 MHz) a IMD5 870,15 MHz (868,9 MHz). Kmitočty generátorů dosahují výkonu okolo 18 dBm a náležící IMD3 –12,5 dBm. Intermodulační produkty IMD3 jsou utlumeny o 30 dB. U vzniklých intermodulačních produktů IMD5 je to 36 dB. Mezi IMD3 a IMD5 je rozdíl 6 dB, to je o 1 dB lepší hodnota, než hodnota uvedená výrobcem z tab. 1.4. Nelineárnost horní a dolní části intermodulačních produktů je také patrná IMD3 se od sebe liší o 0,6 dB. Lze říci, že u takto zapojeného zesilovače oba kmitočty dosti intermodulují a vliv intermodulací na výsledný signál nelze vyloučit.



Obr. 2.11: Schéma měření intermodulačního zkreslení

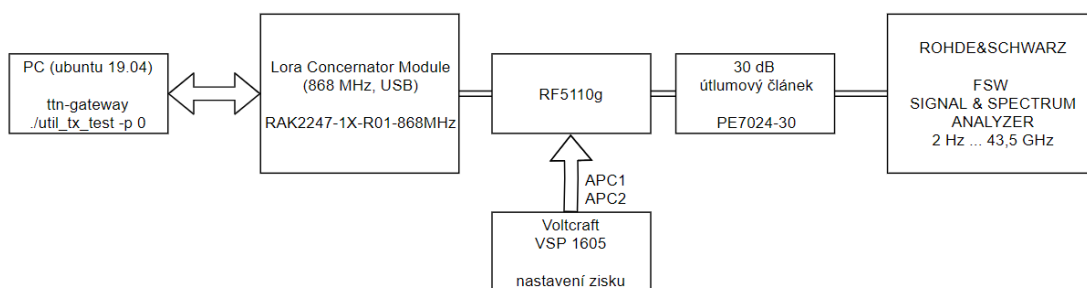


Obr. 2.12: Měření intermodulací zesilovače RF5110g

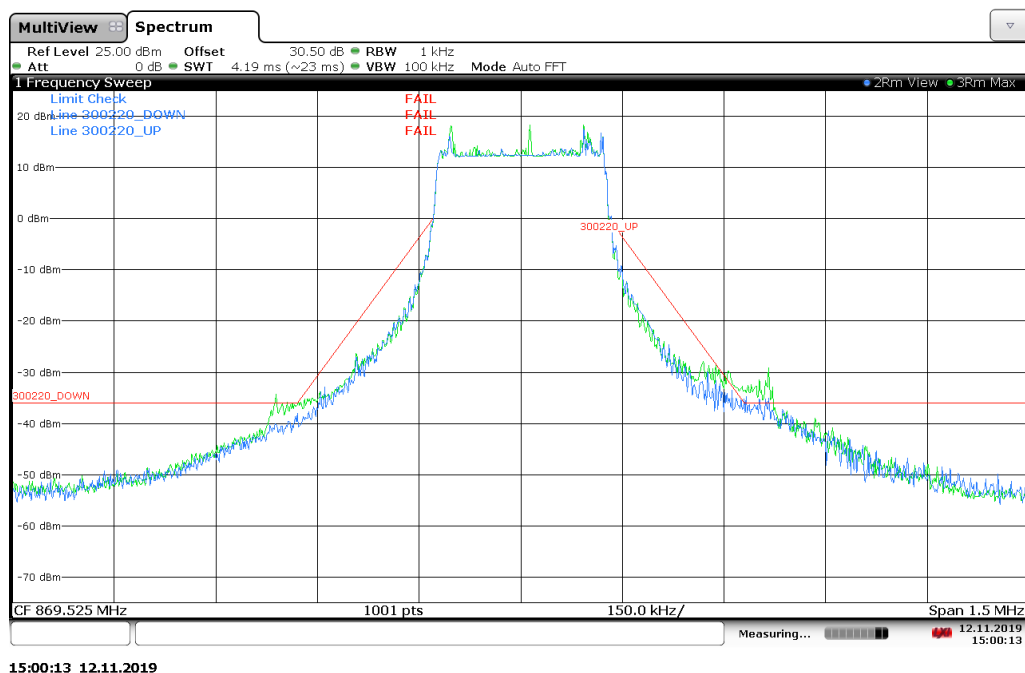
### 2.2.3 Měření emisí z pásma do sousedního kanálu při vysílání

Nyní je vhodné měřením ověřit, zda zesilovač zapojený dle obr. 2.9 (katalogového listu) neplní již kritéria norem a případné kritérium ACPR nižšího, než  $-45$  dBc. Pro porovnání s výstupem modulu RAK2247 je zvolen výstupní výkon 27 dBm a šířka pásma 250 kHz. Nejprve je znovu naměřena spektrální charakteristika modulu RAK2247 při vysílacím výkonu 27 dBm a uložena, poté je tento modul nastaven na 0 dBm a jeho výstup zapojen do zesilovače RF5110g, dle obr. 2.13.

Výstupní výkon zesilovače RF5110g se pomocí napětí APC1 a APC2 nastaví na 27 dBm a je zaznamenán do nové trasy spektrálního analyzátoru. Nastavení spek-



Obr. 2.13: Schéma měření emisí z pásma při vysílání zesilovače RF5110g



Obr. 2.14: Měření emisí z pásma do sousedního kanálu (27 dBm) pro šířku pásma 250 kHz, modrá RF5110g, zelená - RAK2247

trálního analyzátoru zůstává jako v případě měření emisí z pásma do sousedního kanálu při vysílání modulu RAK2247 dle tab. 2.3. Z naměřené spektrální charakteristiky na obr. 2.14 je jasně patrné, že při stejném výstupním výkonu je ACPR zesilovače RF5110g nižší, než u modulu RAK2247. Spodní hranici limitu spektra zesilovač RF5110g bezpochyby splňuje. V bodě zlomu limitu (ve vzdálenosti  $-325$  kHz od středního kmitočtu  $f_c$ ) došlo ke snížení ACPR až o 4 dB. Stejně tak i ve vzdálenosti  $+325$  kHz od frekvence  $f_c$ , ovšem díky nelinearitě spodní a horní části spektra zde limity EN 300 220 zesilovač neplní o 2 dB. Ve vzdálenostech 750 kHz od kmitočtu  $f_c$  je snížení ACPR minimální. Zesilovač v tomto zapojení limity normy kvůli paměťovému jevu neplní a je zde prostor pro jeho optimalizace.

## 2.3 Návrh přípravku RF5110\_EVAL1

### 2.3.1 Schéma zapojení

Aby bylo možné snadno ověřit možnosti optimalizací paměťových efektů u zesilovače RF5110g, byl při této práci navržen přípravek RF5110\_EVAL1. Hlavním kritériem návrhu bylo zajistit osazení více variant optimalizací na plošný spoj a splnit požadavky výrobce z katalogového listu obvodu RF5110g. Schéma se nachází v příloze

na obr. A.2.

Jako napájecí zdroj využívá přípravek snižující měnič TPS54319 nastavený na výstupní napětí 3,3 V. Vstupní napájecí napětí je přivedeno na konektor J3. Napětí VAPC pro nastavení zisku zesilovače je přivedeno z externího zdroje na konektor J4/J5.

Oproti katalogovému zapojení je zde realizována možnost rozdělit piny 5,6 obvodu RF5110g pro přivedení napětí VCC2. Obě napájecí větve vnitřních tranzistorů disponují neosazenými součástkami pro možné řešení z hlediska optimalizace paměťových efektů a doplnění filtrace napájení. Na vstupu zesilovače je použit UMMC konektor a zapojení pinu RF IN je doplněno o možnost realizovat na vstupu  $\pi$ , nebo T článek pro impedanční přizpůsobení. Obdobně tak na výstupu je  $\pi$  článek pro možnou optimalizaci výstupní impedance pinu RF OUT. Cílem je také minimalizovat velikost výsledného zapojení (zapojení bude realizováno na kartě typu mPCIe), proto jsou velikosti pouzder pasivních součástek 0603, pouze pro vyšší kapacity kondenzátorů jsou zde pouzdra větších rozměrů.

Návrh plošného spoje počítá se standardním materiálem spoje FR-4 ( $\varepsilon_r = 4,6$ ) o tloušťce dielektrika 0,6 mm. Pro impedanci 50  $\Omega$  je vypočtená šířka vodiče 1,087 mm. Ověření výpočtu impedance mikropásku je popsáno následujícími vztahy. Nejprve je důležité vypočítat efektivní dielektrickou konstantu (část elektrického pole mikropásku je přítomna ve vzduchu, proto je efektivní dielektrická konstanta nižší):

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot (1 + 12(\frac{H}{W}))^{-0,5} = \frac{5,6}{2} + \frac{3,6}{2} \cdot (1 + 12(\frac{0,6}{1,087}))^{-0,5} = 3,45.$$

Dále je počítána charakteristická impedance:

$$\begin{aligned} Z_0 &= \frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}} \cdot (\frac{W}{H} + 1,393 + \frac{2}{3} \ln(\frac{W}{H} + 1,444))} \\ &= \frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{3,45} \cdot (\frac{1,087}{0,6} + 1,393 + \frac{2}{3} \ln(\frac{1,087}{0,6} + 1,444))} = 50,85 \Omega. \end{aligned} \quad (2.1)$$

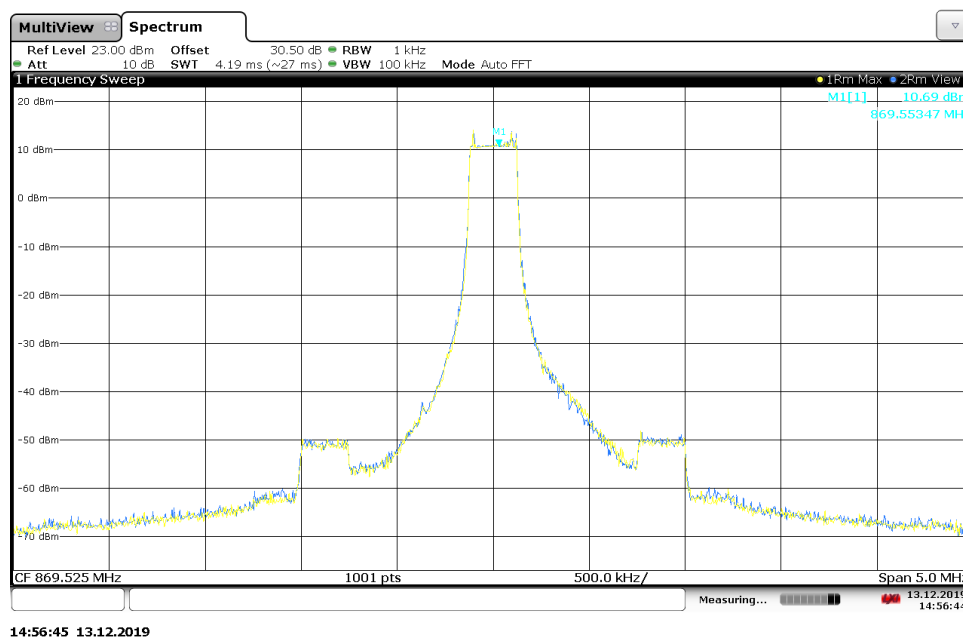
Předloha plošného spoje pro vrchní stranu desky se nachází v příloze na obr. A.5 a pro spodní stranu na obr. A.6.

## 2.4 Měření přípravku RF5110\_EVAL1

### 2.4.1 Optimalizace zesilovače pomocí minimalizace indukčnosti a omezení obálky signálu zkratem

K optimalizaci zesilovače lze využít minimální indukčnosti a omezení obálky zkratem dle obr. 1.7. Nejprve je nutné upravit zapojení uvedené v příloze na obr. A.2 a to dle požadavků optimalizace. Struktura napájecí větve VCC2 by měla mít největší vliv na výsledný vysokofrekvenční signál. Kondenzátor  $C_{26}$  je osazen 20 pF, aby s indukčností  $L_7$  docházelo k rezonanci na frekvenci nosné signálu  $f_c$ . Tlumivka  $L_6$  je nahrazena odporem  $0\ \Omega$ .

Měření je prováděno dle zapojení na obr. 2.14, pouze je zvýšen rozsah spektrálního analyzátoru na 5 MHz, aby bylo patrné ovlivnění vzdálenějších kmitočtů od střední frekvence  $f_c$ . Nejprve byl měřen výstupní výkon takto zapojeného zesilovače, který vycházel okolo 25,2 dBm při maximálním napětí nastavující zisk VAPC (2,8 V). Po přidání cívky  $L_{11}$  (390 nH) a  $C_{74}$  (1  $\mu$ F), která má omezit vzniklou obálku signálu (250 kHz) zkratem výkon zesilovače poklesl na 24,9 dBm tedy o 0,2 dB. Je nutné zvýšit výkon zesilovače zpět a změřit vliv na signálové spektrum obr. 2.15.



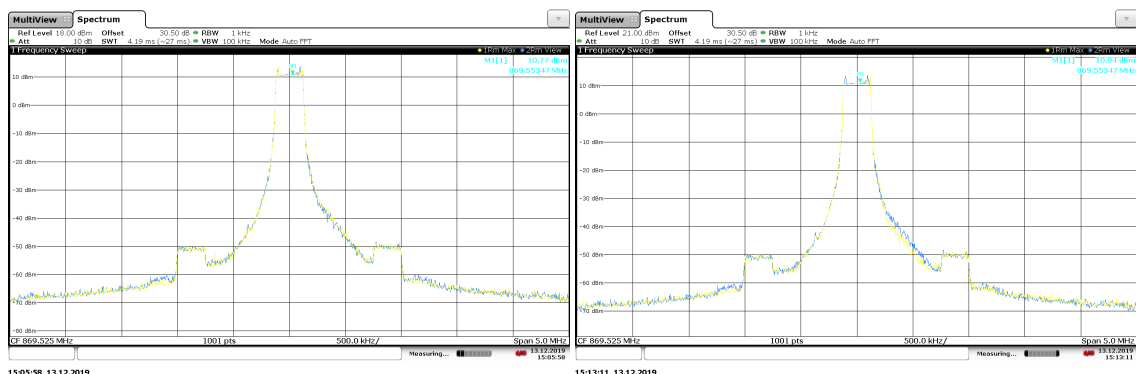
Obr. 2.15: Měření optimalizace pomocí minimální indukčnosti a omezení obálky signálu zkratem na přípravku RF5110\_EVAL1 - žlutá bez omezení obálky zkratem, modrá - přidání  $L_{11}$  a  $C_{74}$



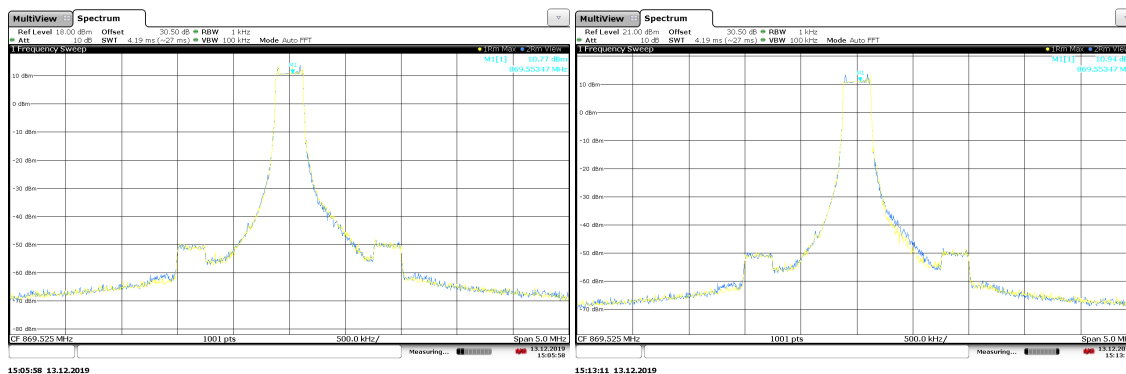
Ze spektra signálu je patrné, že optimalizace měla na spektrum signálu minimální vliv. Spektrální charakteristiky se téměř překrývají. Ovšem jak bylo řečeno výše, zesilovač je v limitaci výkonu a je nutné zjistit, proč zesilovač nedosahuje svých předpokládaných parametrů. Vzhledem k neznámým s parametrů zesilovače, je nutné experimentovat. Nejprve lze zkusit doplnit kapacitu na pin VCC2. Je přidán kondenzátor  $C_{25}$  o hodnotě 10 pF. Výsledná kapacita je dána paralelní kombinací  $C_{25}$  a  $C_{26}$  (30 pF). Tímto se výkon zesilovače zvýšil na 26 dBm. Pomocí nastavení zisku (napětí VAPC) je snížen výkon zesilovače na původních 25 dBm a změřena spektrální charakteristika na obr. 2.16 (a) s porovnáním s původní (modrou) charakteristikou, která nemá omezenou obálku signálu zkratem. Zvýšení kapacity na pinu VCC v předchozím bodě mělo kladný výsledek ve zvýšení výkonu zesilovače. Dalším krokem je zvýšení celkové kapacity na pinu VCC2 na 42 pF. Tento krok zvýšil výkon dalších 0,8 dB.

Po snížení na původních 25 dBm je naměřena spektrální charakteristika a znovu porovnána s původní na obr. 2.16 (b). Z naměřené charakteristiky je patrné, že mělo optimalizování výstupního výkonu vliv na celkový přenos, při stejném výstupním výkonu je nižší ACPR ve vzdálenosti 250 až 500 kHz od frekvence  $f_c$ .

Další zvýšení kapacity 10 pF již nemělo takový vliv na výkon zesilovače, proto byla kapacita opět snížena na 47 pF, aby byla nalezena optimální hodnota pro kritérium nejvyššího výkonu. Při kapacitě 47 pF vzrostl výkon zesilovače o dalších 0,5 dBm (2.17 (a)). Touto optimalizací bylo docíleno, že napětí pro nastavení zisku VAPC, tedy pracovního bodu tranzistorů je sníženo o 0,7 V. Z obr. 1.7 je patrné, že indukčnost by měla být v rezonanci s kapacitou na frekvenci signálu  $f_c$ . Toho by se u kapacity 47 pF podařilo dosáhnout pouze při hodnotě indukčnosti 0,7 nH, která ovšem velice nízká a její vliv je sporný (větší vliv vytvoří plošný spoj, kterým je napájení připojeno). Pro ověření, že indukčnost nemá až takový vliv na výkon



Obr. 2.16: Optimalizace pomocí minimální indukčnosti se zvýšením kapacity na pinu VCC (30 pF - (a), 42 pF - (b), v porovnání s původní hodnotou 20 pF



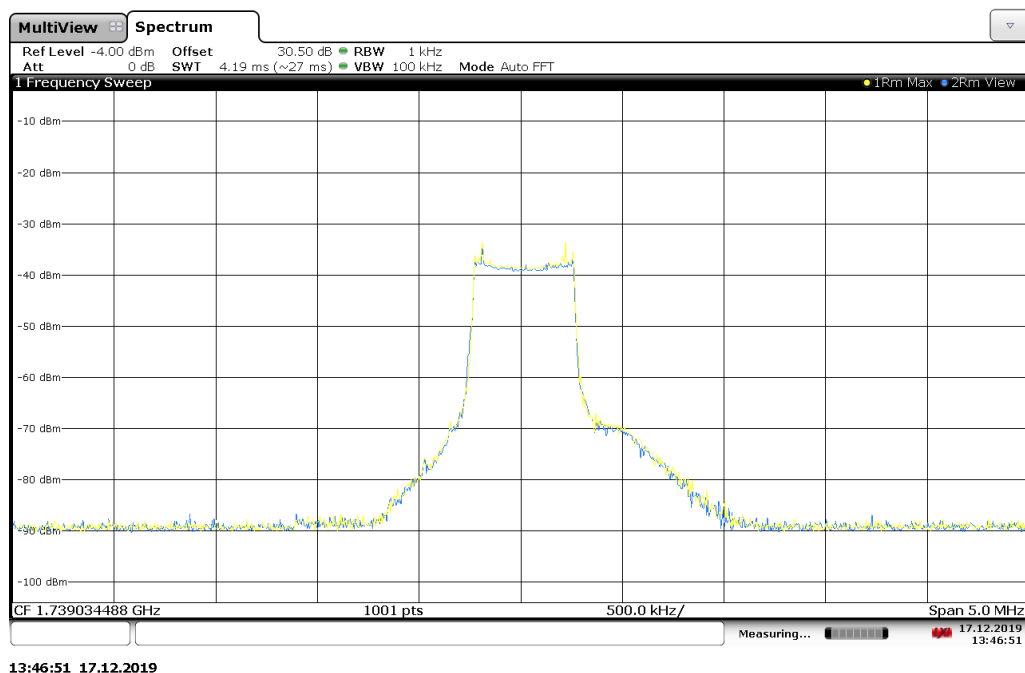
Obr. 2.17: Optimalizace pomocí minimální indukčnosti se zvýšením kapacity na pinu VCC (47 pF - (a), snížení indukčnosti L7 na 1,2 nH - (b), v porovnání s původní hodnotou 20 pF

zesilovače a spektrální charakteristiku je indukčnost  $L_7$  snížena na hodnotu 1,2 nH, která je nejmenší ve vývojovém kitu velikosti pouzdra 0603 od výrobce AVX. Indukčnost neměla na výstupní výkon i spektrální charakteristiku téměř žádný vliv obr. 2.17 (b). Vliv omezení obálky zkratem je u LoRa modulace zanedbatelný, protože změny amplitudy jsou zde nejsou tak výrazné, možný vliv této optimalizace by byl u amplitudové modulace.

## 2.4.2 Optimalizace zesilovače pomocí zkratu druhé harmonické signálu

Pokud vyjdeme z možné optimalizace paměťových efektů pomocí maximalizace účinnosti a zkratu vzniklé druhé harmonické signálu 1.10 je zapotřebí upravit schéma zapojení uvedené v příloze na obr. A.2. Nízkou impedanci na frekvenci 250 kHz zajistí zejména vysoká kapacita. Zvolena je kombinace  $FIL_4$  a  $C_{21}$  jako 8,2 nH a 50  $\mu$ F. Zde nastává problém parazitních jevů tak velkého kondenzátoru v kombinaci s indukčnostmi. Především dojde k uplatnění kondenzátoru, který by měl tvořit RC článek se sériových odporem  $FIL_4$ . Při výběru výsledné kapacity je důležité brát ohled na impedanci kondenzátoru a hlavně na jeho rezonanční kmitočet, který může být využit ke prospěchu optimalizace. Dále následuje LC rezonující na druhé harmonické signálu (dvojnásobek frekvence  $f_c$ ) kombinace  $L_6$  a  $C_{24}$ . Dále paralelní rezonanční obvod rezonující na frekvenci  $f_c$ , tedy  $L_7$  (1,6 nH) a  $C_{41}$  (22 pF). Zapojení je upraveno z předchozího schématu na pozici  $C_{26}$  zůstává kondenzátor 47 pF.

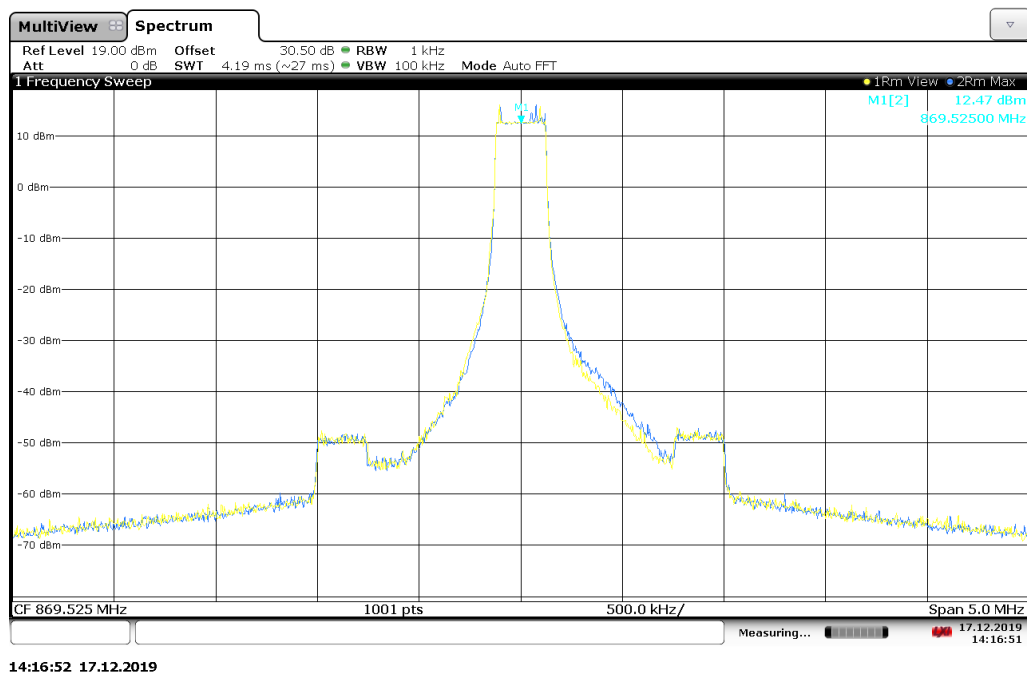
Nejprve bude změřena druhá harmonická signálu na frekvenci 1739,06 MHz, které se převážně tato optimalizace týká. Nastavený výkon je maximální možný, napětím VAPC 2,8 V, úprava nesnížila výkon zesilovače, ovšem na druhou harmonickou neměl rezonanční obvod na kmitočtu druhé harmonické žádný vliv.



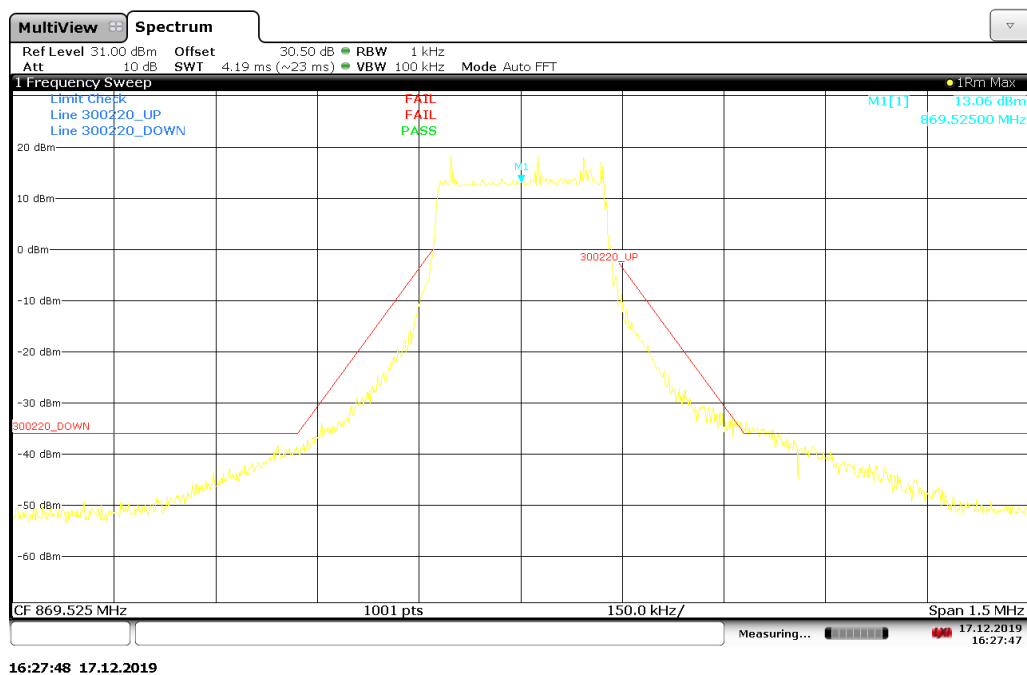
Obr. 2.18: Měření vlivu optimalizace zkratu druhé harmonické na přípravku RF5110\_EVAL1 - žlutá bez optimalizace, modrá - s optimalizací, na frekvenci druhé harmonické

Nyní je změřen vliv optimalizace na nosný kmitočet signálu. Měření probíhá dle obr. 2.14, pouze je zvýšen rozsah spektrálního analyzátoru na 5 MHz. Z měření je patrné, že došlo k mírnému zlepšení přeslechů ACPR (přibližně o 2 dB) v oblasti horního spektra kmitočtů. Na spodní část kmitočtového spektra neměla optimalizace vliv.

Dalším měřením lze ověřit, zda se pomocí této optimalizace podařilo dosáhnout splnění normy EN 300 220 při výkonu 27 dBm. Splnění normy se nepodařilo dosáhnout (obr. 2.20), opět horní část spektra překračuje hranici limitu, spodní část spektra zůstává v pořádku (pod limitem).



Obr. 2.19: Měření vlivu optimalizace zkratu druhé harmonické na přípravku RF5110\_EVAL1 - žlutá s optimalizací, modrá - bez optimalizace, na frekvenci  $f_c$



Obr. 2.20: Měření vlivu optimalizace zkratu druhé harmonické na přípravku RF5110\_EVAL1 dle EN 300 220 na výkonu 27 dBm pro šířku pásma 250 kHz

## 2.5 Měření rozptylových parametrů RF5110g

Pro měření rozptylových parametrů je použit vektorový síťový analyzátor výrobce ROHDE&SCHWARZ ZNC 3 [23] s kmitočtovým rozsahem 9 kHz až 3 GHz.

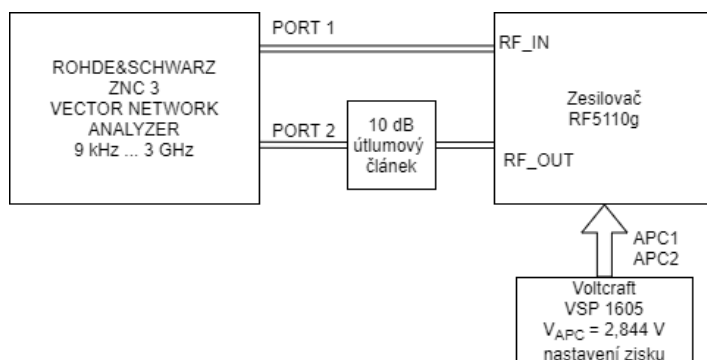
Jelikož jeho vstupy umožňují přivést maximální výkon 27 dBm (s maximální 30 V stejnosměrnou složkou) je druhá vstupní brána (PORT 2) chráněna pomocí 10 dB útlumového článku. Rozptylové parametry zesilovače budou měřeny při maximální zisku, kde jeho výstupní výkon může překročit až hranici 32 dBm. Vzhledem k tomu, že se jedná o vektorový síťový analyzátor, získáme informaci nejen o amplitudě signálu, ale také fázi signálu.

### 2.5.1 Schéma zapojení

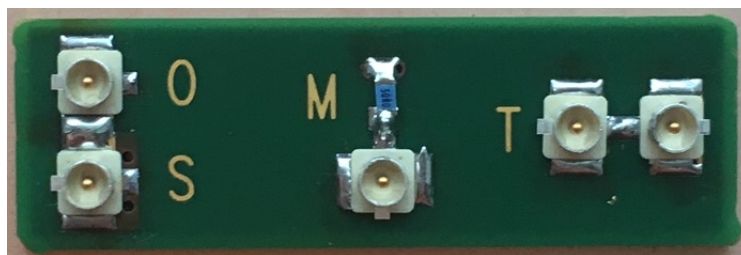
Zesilovač je připojen pomocí UMMC (Ultra Miniature Coax Connectors) konektorů. Vstupní a výstupní přizpůsobovací obvody jsou rozpojeny a UMMC konektor je připájen co nejbližší vstupnímu (respektive výstupnímu) pinu. Při měření je nutné si uvědomit, že výsledky jsou ovlivněny konkrétním plošným spojem, na kterém je zesilovač osazený, ovšem pro výpočty přizpůsobovacích obvodů je přesnost měření dostačující.

### 2.5.2 Kalibrace síťového vektorového analyzátoru

Důležitou součástí měření je samotná kalibrace síťového vektorového analyzátoru ZNC 3. Pro měření je zvolen rozsah kmitočtů od 500 MHz do 1 GHz, na kterém probíhá i kalibrace. Je kalibrován pomocí metody TOSM (Through – Open – Short – Match), kdy je na měřicí konektor postupně připojen zkrat, otevřený konec, impedance 50  $\Omega$  a nakonec jsou oba měřicí konektory propojeny. Tímto postupem je odečten útlumový článek, parazitní vlastnosti kabelů a konektorů. Po kalibraci



Obr. 2.21: Schéma pro měření rozptylových parametrů zesilovače RF5110g



Obr. 2.22: Kalibrační přípravek pro UMMC konektory

je vhodné si na rozptylových parametrech  $S_{11}$  a  $S_{22}$  ověřit, zda je přístroj správně zkalibrován. Měření je prováděno při vstupním výkonu  $-10$  dBm.

### 2.5.3 Naměřené hodnoty

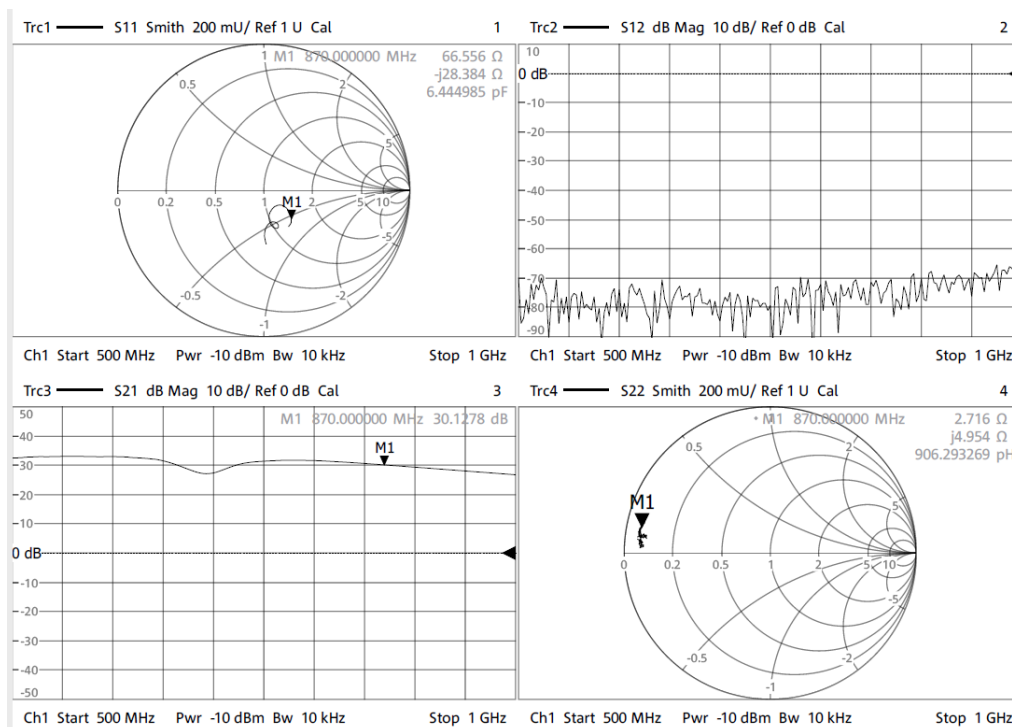
Po správném připojení portu 1 na vstup a portu 2 na výstup zesilovače lze připojit k zesilovači napájecí napětí a nastavit zisk zesilovače pomocí napětí  $V_{ACP}$ . Zisk zesilovače je nastaven na maximální možnou hodnotu  $V_{ACP} = 2,8$  V.

Nyní je vstupní a výstupní UMMC konektor připájen co nejbližší vstupnímu pinu, aby měření bylo co nejméně ovlivněno plošným spojem. Ovšem je potřeba si uvědomit, že napájecí vazby tranzistorů musí být připojeny. Na obr. 2.23 jsou zobrazeny naměřené rozptylové parametry na snímku ze ZNC 3.

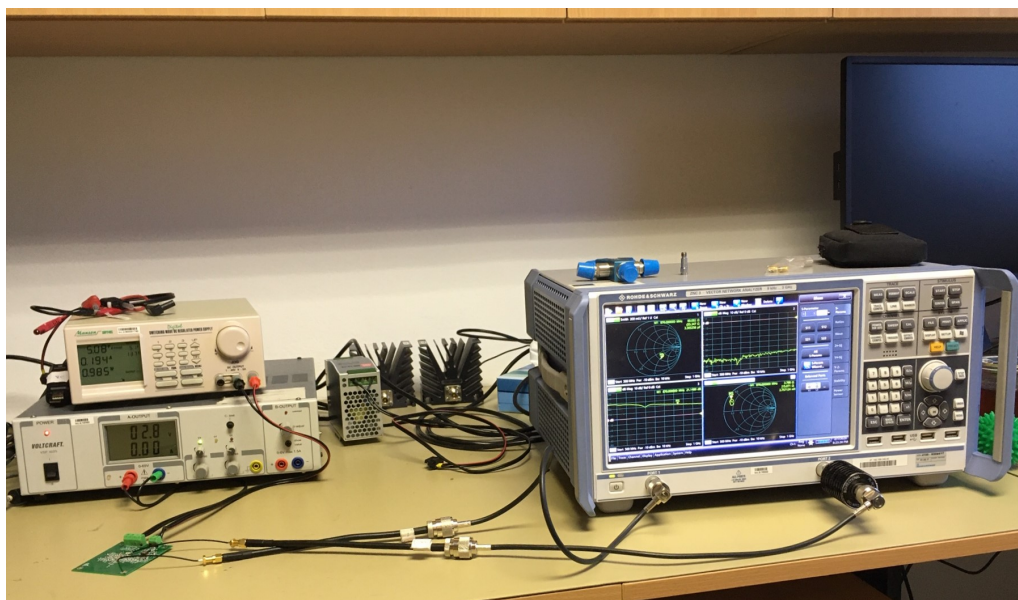
Nejprve je důležité popsat chování zesilovače vzhledem k jeho rozptylovým parametřům. Všechny rozptylové parametry jsou závislé na aktuální hodnotě nastaveného zisku, tedy změna zisku může navržené impedanční přizpůsobení ovlivnit. Nízké hodnoty parametru  $S_{12}$  ( $< -65$  dB) značí, že je zpětné napětové zesílení téměř nulové, což odpovídá dobrému návrhu zapojení integrovaného obvodu, kdy není žádný výkon z výstupu zpětně přenesen na vstup zesilovače. Parametr  $S_{21}$  určuje zisk, který na měřené frekvenci (870 MHz) je 30 dB. Zisk směrem k vyšším kmitočtům klesá, což odpovídá katalogovému listu. U parametru  $S_{21}$  je patrné snížení zisku zesilovače na kmitočtu okolo 670 MHz.

Naměřený parametr  $S_{11}$  je  $(66,6 - j28,4)\Omega$ . Výrobce impedanci vstupu zesilovače neudává, proto ji nelze srovnat s katalogovým údajem. Tato hodnota je ovšem blízká hodnotě  $50 \Omega$ .

Změřený parametr  $S_{22}$ , neboli výstupní impedance na frekvenci 870 MHz je  $(2,72 + j4,95)\Omega$ . Ta se ovšem příliš neliší od komplexně sdružené hodnoty doporučené výstupní impedance  $(2,6 + j1,5)\Omega$ . Odchylka imaginární složky odpovídá na frekvenci 870 MHz indukčnosti 4 nH, kterou mohlo způsobit vedení na plošném spoji.



Obr. 2.23: Naměřené hodnoty rozptylových parametrů RF5110g



Obr. 2.24: Měření rozptylových parametrů RF5110g pomocí síťového vektorového analyzátoru

## 2.5.4 Simulační model

Z naměřených rozptylových parametrů lze vytvořit soubor ve formátu S2P takzvaný „Touchstone File Format“ [24], který slouží pro popis n-branů v tomto případě dvojbranu. Tento soubor je podporovaný většinou simulačních programů, jak pro simulaci obvodů, tak i pro zanesení ve Smithově diagramu.

Naměřené hodnoty parametrů je potřeba před samotným importem do souboru s2p nutné přepočítat. Naměřené hodnoty velikosti napětí v decibelech je nutné odlogaritmovat a převést z polárního na ortogonální tvar. Příklad výpočtu pro parametr  $S_{11}$  na frekvenci 870 MHz je uveden následujícími rovnicemi:

$$Z_{11} = 10^{\frac{Z_{11dB}}{20}} = 10^{\frac{-11,28}{20}} = 0,273, \quad (2.2)$$

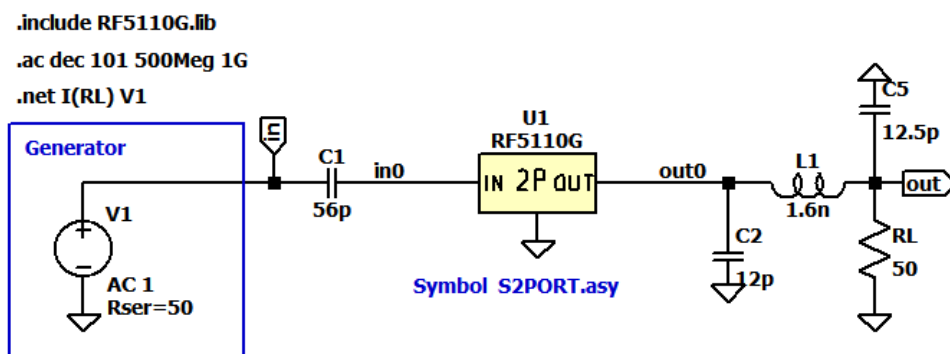
$$R_{11} = |Z_{11}| \cdot \cos(\phi) = |Z_{11}| \cdot \cos(-47,5) = 0,184, \quad (2.3)$$

$$X_{11} = |Z_{11}| \cdot \sin(\phi) = |Z_{11}| \cdot \sin(-47,5) = -0,201. \quad (2.4)$$

Po načtení tohoto modelu pomocí programu Smith V4.1 [26] lze naměřený bod na určité frekvenci přenést do Smithova diagramu a dále s ním pracovat. Pro ověření správnosti návrhu lze s2p soubor převést na lineární model ve formátu knihovního prvku typu SPICE [25]. V elektronické příloze je uveden soubor RF5110G.lib, který je možné použít jako knihovní prvek pro program SPICE.

Při převodu na reálné hodnoty impedance je důležité hodnoty vztahovat k definované impedanci  $Z_0 = 50 \Omega$  následujícími výpočty:

$$Z_{11}(real) = Z_0 \cdot \frac{1 - R_{11}^2 - X_{11}^2}{(1 - R_{11})^2 + X_{11}^2} = 50 \cdot \frac{1 - 0,184^2 - (-0,201)^2}{(1 - 0,184)^2 + (-0,201)^2} = 65,5 \Omega, \quad (2.5)$$



Obr. 2.25: Schematické zapojení modelu RF5110g v programu LTSpice



$$Z_{11}(imag) = Z_0 \cdot \frac{j \cdot 2 \cdot X_{11}}{(1 - R_{11})^2 + X_{11}^2} = 50 \cdot \frac{j \cdot 2 \cdot (-0,201)}{(1 - 0,184)^2 + (-0,201)^2} = -j28,5 \, \Omega. \quad (2.6)$$

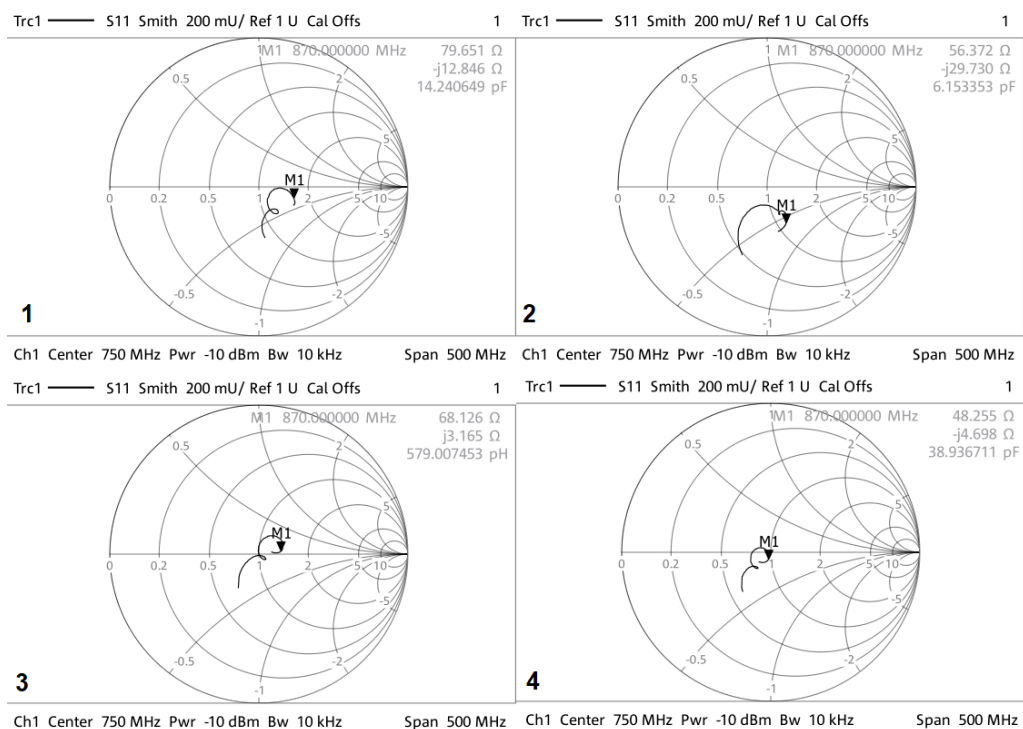
### 2.5.5 Měření a přizpůsobení $S_{11}$

Vstupní konektor zesilovače je přesunut na jeho finální pozici, přizpůsobovací  $\pi$  článek je rozpojen, součástky  $R_3$  a  $C_2$  nahrazeny zkratem. Měření probíhá pomocí postupu z kapitoly 2.5. Naměřený výsledek parametru  $S_{11}$ , neboli vstupní impedance na frekvenci 870 MHz je  $(66,6 - j28,4)\Omega$ . Posun od původní hodnoty  $(2,72 + j4,95)\Omega$  mohla po simulacích v programu Smith způsobit sériová indukčnost 11 nH spolu s paralelní kapacitou 0,7 pF.

Pokud bychom se chtěli z této hodnoty přizpůsobit pomocí doporučeného přizpůsobení, tedy paralelní odpor  $180 \, \Omega$  a sériová kapacita 56 pF, tak se budeme blížit kružnici  $50 \, \Omega$  Smithova diagramu. Vzhledem k záporné imaginární složce chybí ideálnímu přizpůsobení na přenos výkonu indukčnost 3,3 nH. Vliv vstupní impedance na přeslech do sousedního kanálu není nijak významný. Postup parametru  $S_{11}$  je znázorněn na obr. 2.26. Výsledné rozptylové parametry jsou znázorněny na obr. 2.28.

Tab. 2.4: Přizpůsobení vstupu RF5110g na základě měření rozptylových parametrů

Krok	Hodnoty součástek	$S_{11}$	$S_{21}$	$S_{22}$
	Jednotka	$[\Omega]$	[dB]	[dB]
0	RF5110g před přizpůsobením	$66,6 - j28,4$	30,1	$2,7 + j5,0$
1	$R_3, C_2$ - zkrat, $R_1, R_4$ - dni	$79,7 - j12,9$	35,0	$21,1 + j34,4$
2	$R_3, C_2$ - zkrat, $R_1$ - dni, $R_4 = 180 \, \Omega$	$56,4 - j29,7$	34,6	$20,1 + j32,6$
3	$R_3 = 2,2 \, \text{nH}$ , $C_2$ - zkrat, $R_1$ - dni, $R_4 = 180 \, \Omega$	$68,1 + j3,2$	34,3	$20,4 + j33,7$
4	$R_3 = 2,2 \, \text{nH}$ , $C_2 = 56 \, \text{pF}$ , $R_1$ - dni, $R_4 = 180 \, \Omega$	$48,3 - j4,7$	33,8	$20,1 + j33,5$



Obr. 2.26: Naměřené hodnoty parametru  $S_{11}$  při přizpůsobování vstupní impedance

## 2.5.6 Měření a přizpůsobení $S_{22}$

Dalším krokem je přejít k měření a následnému přizpůsobení výstupní impedance, která má zejména vliv na přenesený výkon do zátěže. Postup parametru  $S_{22}$  je znázorněn na obr. 2.27. Nejprve jsou všechny průchozí součástky v cestě k výstupu nahrazeny zkratem, nebo odpájeny tak, aby byl zakomponován vliv plošného spoje a je změřen parametr  $S_{22}$ . Impedance výstupu je  $(7,6 + j14,3)\Omega$ . Je patrné, že hodnota výstupní impedance se po přesunutí konektoru změnila (původní naměřená je  $(2,72 + j4,95)\Omega$ ).

Imaginární složku (přesněji řečeno indukčnost plošného spoje) lze vykompenzovat paralelní kapacitou 10 pF. Dále je přidán oddělovací kondenzátor  $C_5 = 56$  pF. Po přidání 10 pF na pozici  $C_4$  je znovu změřena impedance výstupu. Kapacita posunula impedanci výstupu na  $(25,8 + j10,7)\Omega$ , to odpovídá přidané paralelní kapacitě 7,5 pF (nižší kapacita než byla přidána).

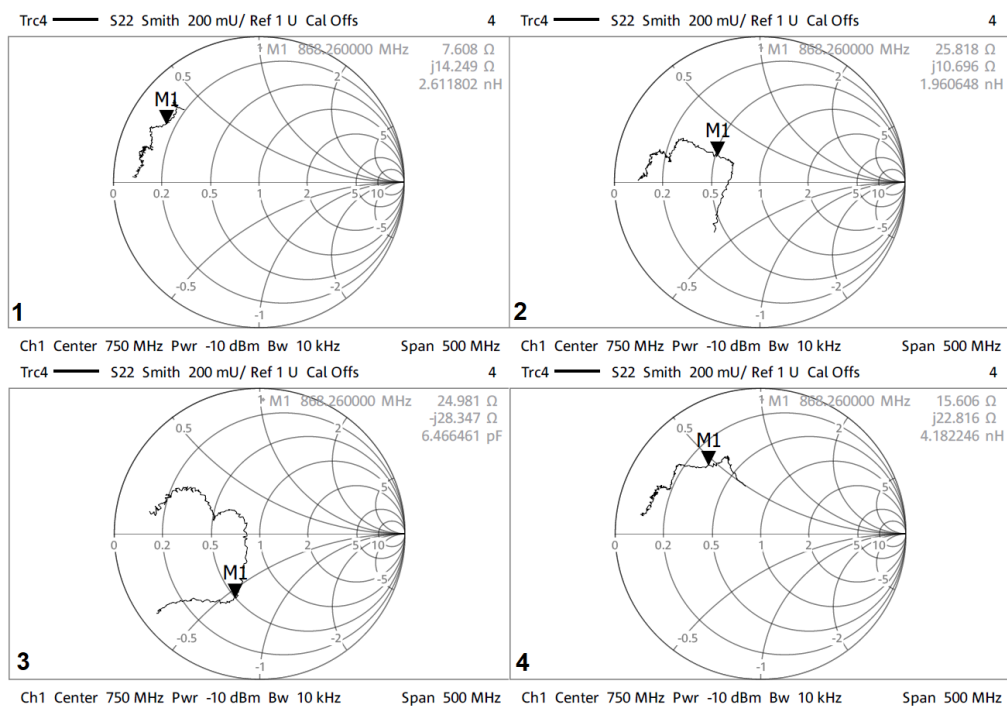
Aby byla zachována struktura  $\pi$  článku je na pozici  $L_4$  přidána sériová indukčnost 1,2 nH. Tato indukčnost přesunula imaginární část do záporných hodnot na  $(24,9 - j28,4)\Omega$ .

Je nutné snížit kapacitu  $C_4$  na 4,7 pF. Tímto se impedance přesunula na  $(15,6 + j22,8)\Omega$  a k výsledné impedanci okolo 50  $\Omega$  chybí kapacita. V dalším kroku je rozdělen přizpůsobovací paralelní kondenzátor na konečný  $\pi$  článek tedy  $C_5$  a  $C_4$  jsou 4,7 pF.

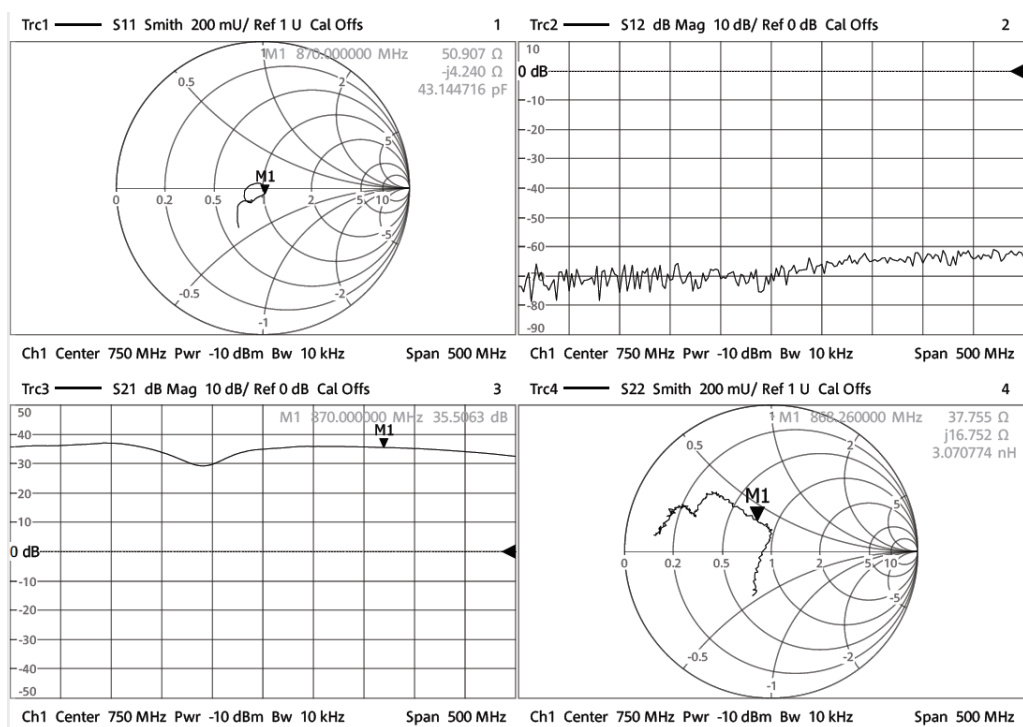
Popsané kroky jsou přehledně znázorněny v tab. 2.5. Parametr  $S_{21}$  se při přibližování výsledné impedanci  $50\ \Omega$  bezpochyby zvyšoval a po přizpůsobení došlo ke zvýšení zisku o 5,4 dB. Výsledné rozptylové parametry jsou znázorněny na obr. 2.28.

Tab. 2.5: Přizpůsobení výstupu RF5110g na základě měření rozptylových parametrů

Krok	Hodnoty součástek	$S_{11}$	$S_{12}$	$S_{21}$	$S_{22}$
	Jednotka	$[\Omega]$	[dB]	[dB]	$[\Omega]$
0	RF5110g před přizpůsobením	$66,6 - j28,4$	-70	30,1	$2,7 + j5,0$
1	$L_4, C_5$ - zkrat, $C_3, C_4$ - dni	$49,1 - j2,8$	-68	31,2	$7,6 + j14,3$
2	$L_4, C_5$ - zkrat, $C_3$ - dni, $C_4 = 10\ \text{pF}$	$51,8 - j4,6$	-65	35,5	$25,8 + j10,7$
3	$C_5 = 56\ \text{pF}$ , $C_3$ - dni, $C_4 = 10\ \text{pF}$ , $L_4 = 1,2\ \text{nH}$	$48,7 - j6,3$	-65	34,9	$24,9 + j28,4$
4	$C_5 = 56\ \text{pF}$ , $C_3$ - dni, $C_4 = 4,7\ \text{pF}$ , $L_4 = 1,2\ \text{nH}$	$50,4 - j2,1$	-65	33,2	$15,6 + j22,8$
5	$C_5 = 56\ \text{pF}$ , $C_3 = 4,7\ \text{pF}$ , $C_4 = 4,7\ \text{pF}$ , $L_4 = 1,2\ \text{nH}$	$50,9 - j4,2$	-63	35,5	$37,8 + j16,8$



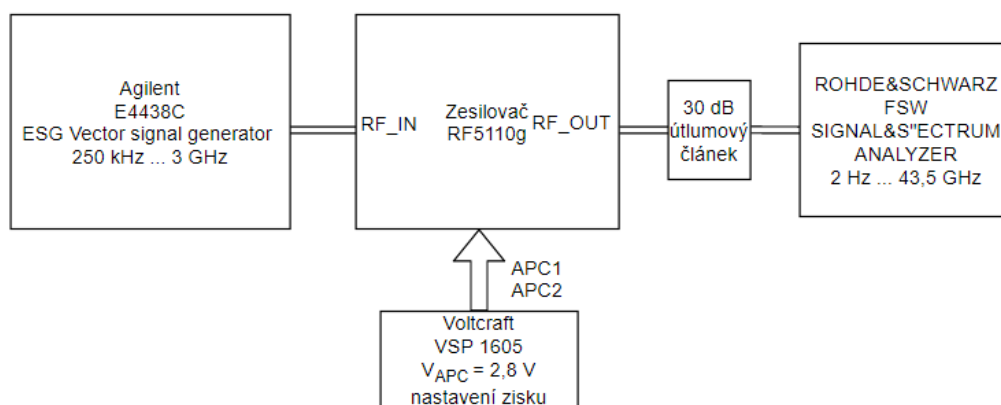
Obr. 2.27: Naměřené hodnoty parametru  $S_{22}$  při přizpůsobování výstupní impedance



Obr. 2.28: Výsledné rozptylové parametry po přizpůsobení výstupu

## 2.6 Měření parametrů pro lineární modulace

Zesilovač lze využít také pro zesilování signálu využívající modulaci amplitudy signálu. Zde se může projevit vliv paměťového efektu více, než u modulace LoRa. Pro získání většího přehledu o vzniku parazitních jevů paměťového efektu je jako referenční signál použit vektorový generátor s nastavenou lineární modulací QAM-256 se symbolovou rychlostí 125 kS/s. Měření je prováděno dle 2.29.



Obr. 2.29: Schéma měření parametrů pro lineární modulace

### 2.6.1 Měření přeslechu do sousedního kanálu u QAM-256

Nastavení spektrálního analyzátoru pro měření přeslechu do sousedního kanálu u QAM-256 je v tabulce 2.6. Napětí pro zisk zesilovače je nastaveno na maximální úroveň 2,8 V. Vstupní úroveň buzení je nastavena tak, aby zesilovač v obou sousedních kanálech o šířce pásma 18 kHz měl maximální ACPR  $-45$  dBc. Kanály jsou od středního kmitočtu vzdáleny 125 kHz. Dodaný výkon je měřen v kanálu o šířce 200 kHz. Je měřen výkon kanálu, který je zesilovač schopen při tomto kritériu ACPR menšího jak  $-45$  dBc dodat.

Nastavení vektorového generátoru je v tabulce 2.7. Výstupní výkon je nastaven pomocí úrovně vstupního buzení vektorového generátoru dle výše zmíněného kritéria ACPR, protože zisk zesilovače je pevně daný.

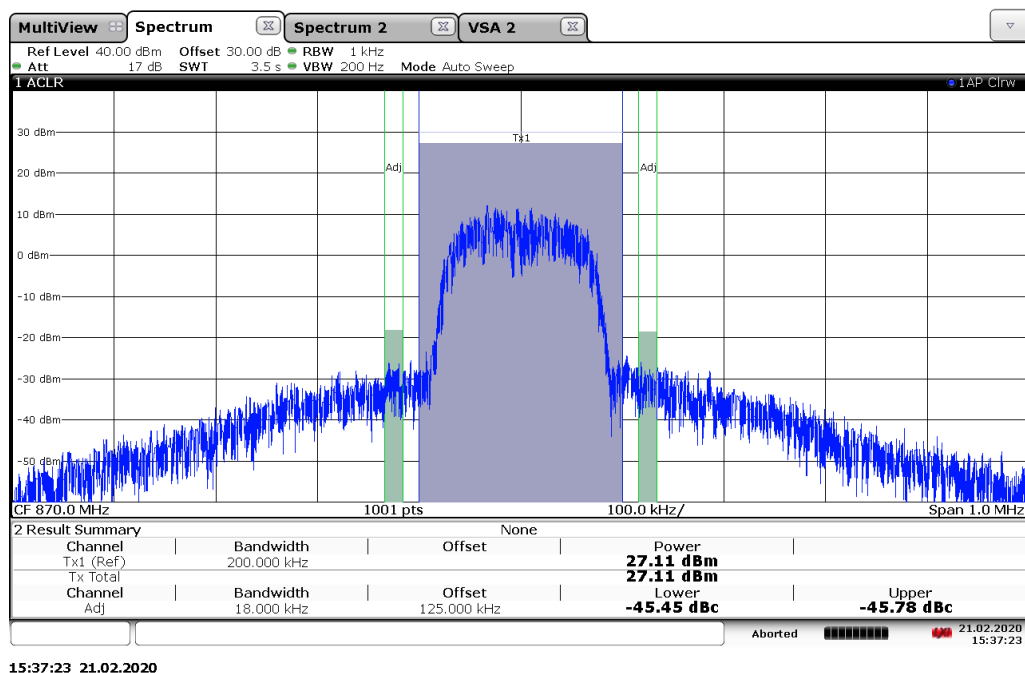
Z naměřeného kmitočtového spektra na obr. 2.30 je patrné, že při kritériu ACPR menšího jak  $-45$  dBc je zesilovač schopen dodat výkon 27 dBm. Úrovně přeslechů dolního a horního sousedního kanálu jsou při tomto kmitočtu téměř stejné. Úroveň buzení při tomto výstupním výkonu byla  $-5,8$  dBm, tento výkon odpovídá přibližně 33 dB zisku.

Tab. 2.6: Nastavení spektrálního analyzátoru pro měření přeslechu do sousedního kanálu u QAM-256

Parametr	Nastavení parametru
Střední frekvence $f_c$ [MHz]	870
Rozsah okna [MHz] (Span)	1
Rozlišovací šířka pásma [kHz] (RBW)	1
Rozlišovací šířka pásma obrazu [Hz] (VBW)	200
Funkce detektoru	Auto Peak
Režim trasování (Trace mode)	Clear Write
Posun [dB] (Offset)	30
Šířka kanálu Tx [kHz]	200
Šířka sousedního kanálu [kHz]	18
Vzdálenost sousedního kanálu od $f_c$ [kHz]	125

Tab. 2.7: Nastavení vektorového generátoru pro měření přeslechu do sousedního kanálu u QAM-256

Parametr	Nastavení parametru
Frekvence [MHz]	870
Symbolová rychlost [ksps]	125
Typ modulace	256QAM
Typ dat	PN23
Filtr	Root Nyquist
Filtr Alpha	0,3



Obr. 2.30: Měření přeslechu do sousedního kanálu pro modulaci QAM-256 zesilovače RF5110g

Nyní lze přistoupit k vektorové signálové analýze VSA, která zobrazí konstelační diagram modulační. Nastavení spektrálního analyzátoru pro zobrazení vektorové signálové analýzy je v tab. 2.8.

Naměřený konstelační diagram je na obr. 2.31 z naměřených výsledků je vyzdvihnout parametr EVM (Error Vector Magnitude), tedy chybu velikosti vektoru, která je menší než 3 % a lze tuto chybu opravit pomocí zvolení vhodného kódování. Při vyšších výkonech se tato chyba zvyšuje nejenom vysokou úrovní signálu v sousedních kanálech, ale také zesilovač začíná být v limitaci a není schopen dodat takový výkon. Degradace konstelačního diagramu je vyobrazena na obr. 2.32.

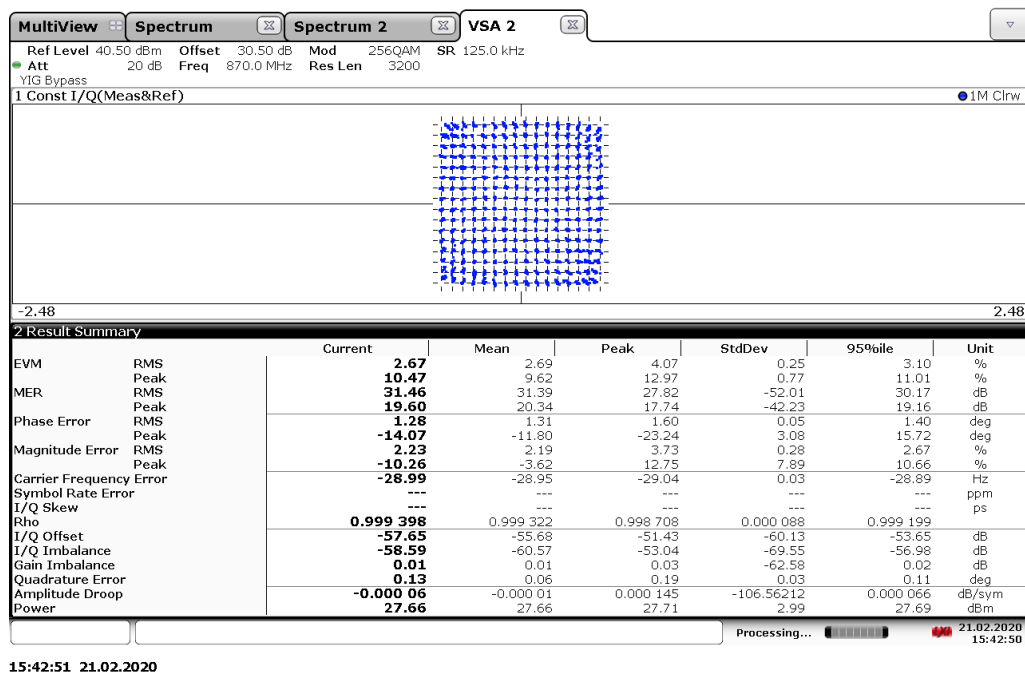
## 2.6.2 Ověření širokopásmovosti

Sice je zesilovač provozován na šířce pásma 250 kHz, ale lze za pomoci vektorového generátoru zjistit, jak se zesilovač chová při vyšších šířkách pásma. Pro tento účel je zvýšena symbolová rychlost vektorového generátoru na 50 MS/s (maximální symbolová rychlost E4438C). Zde by měla být na měřeném spektru zřetelná charakteristika přízpusobovacích členů.

Výkon zesilovače je nastaven jako v předchozím případě na výkon 27 dBm, při kterém je přeslech do 18 kHz sousedního kanálu menší jak  $-45$  dBc. Z obr. 2.33

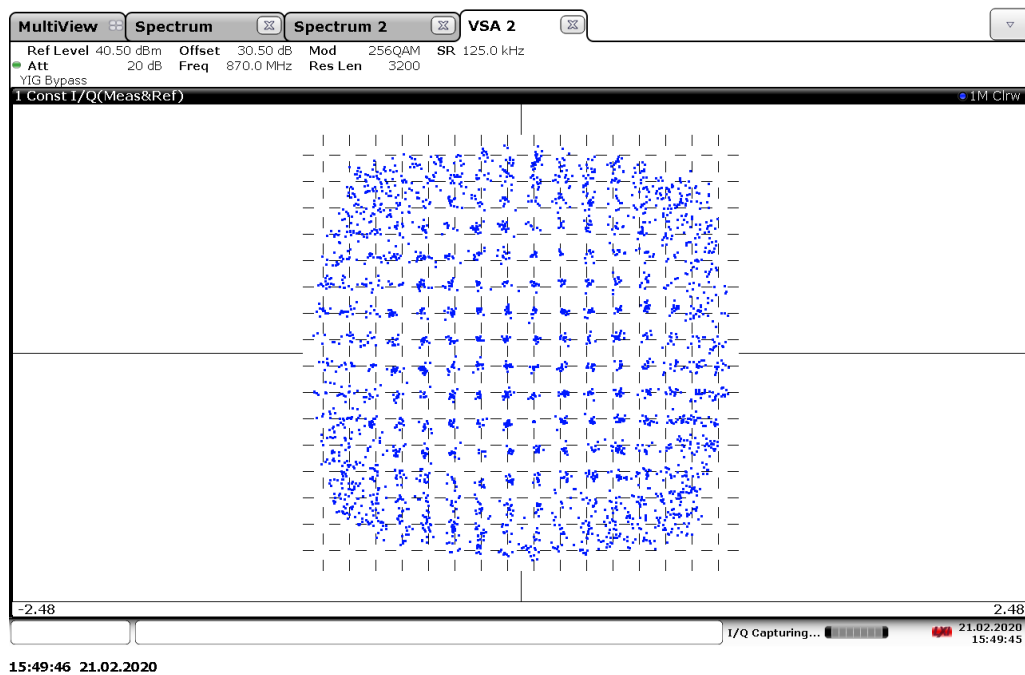
Tab. 2.8: Nastavení spektrálního analyzátoru pro zobrazení vektorové signálové analýzy u QAM-256

Parametr	Nastavení parametru
Typ modulace	QAM
Řád modulace	256
Symbolová rychlost [kHz]	125.0
Typ přenosového filtru	RRC
Alpha/BT přenosového filtru	0,3

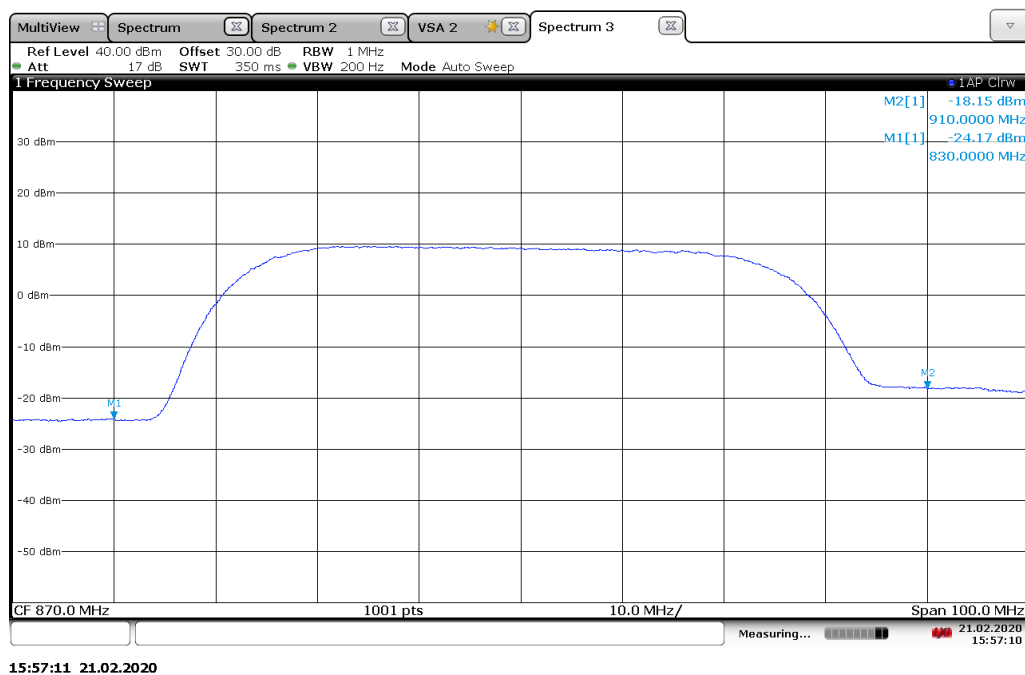


Obr. 2.31: Naměřený konstelační diagram pro modulaci QAM-256 RF5110g

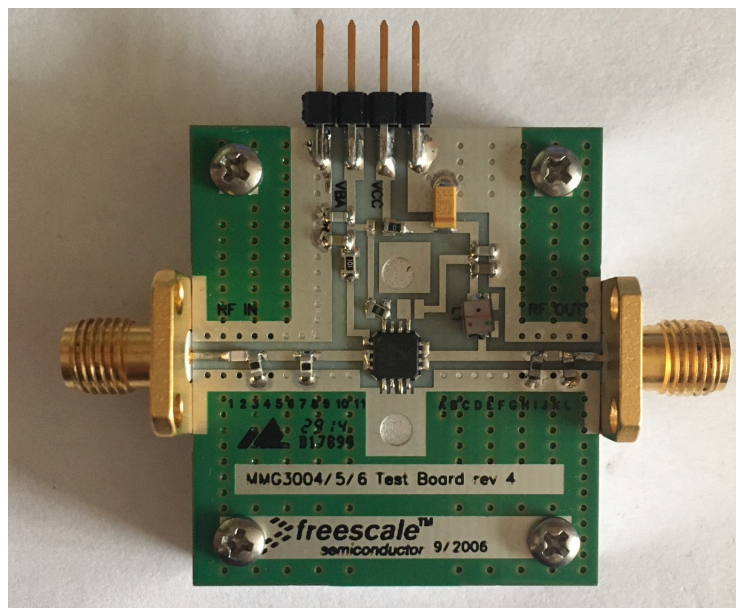




Obr. 2.32: Degradovaný konstelační diagram vysokým výkonem pro modulaci QAM-256 zesilovače RF5110g



Obr. 2.33: Naměřené spektrum zesilovače RF5110g modulace QAM-256 se symbolovou rychlostí 50 MS/s



Obr. 2.34: Vývojový přípravek zesilovače MMG3006NT1

je patrné, jak klesá výkon k vyšším kmitočtům a paradoxně je přeslech do sousedního kanálu znatelně vyšší. Toto je charakter neširokopásmového přizpůsobení výstupních obvodů. Jeden z dopadů paměťového efektu daný právě šířkou pásma přizpůsobovacích obvodů, která je dominantní a má vliv vzhledem k šířce pásma 50 MHz. Při kmitočtu  $f_c$  870 MHz je na frekvenci 830 MHz naměřená hodnota výkonu do sousedního kanálu  $-24,2$  dBm a na kmitočtu 910 MHz je hodnota výkonu sousedního kanálu  $-18,2$  dBm. To udává vyšší přeslech do sousedního kanálu pro vyšší kmitočty o 6 dB. Se zvyšujícím se kmitočtem ovšem klesá výkon zesilovače.

### 2.6.3 Srovnání s MMG3006NT1

Parametry pro lineární modulace zesilovače RF5110g je vhodné srovnat s jiným zesilovačem. Byl vybrán univerzální zesilovač od společnosti NXP MMG3006NT1 (jeho vzbrané parametry se nachází v tab. 2.9) vyráběný technologií InGaP HBT. Tento zesilovač je navrhnut ve třídě A, která zajistí vysokou linearitu ovšem za cenu nízké účinnosti. Bodu jednodediciblové komprese P1dB dosahuje na frekvenci 900 MHz při výkonu 33 dBm. Zesilovač oproti RF5110g nevyžaduje mezistupňové vazby a je napájen z 5 V.

Postup pro měření ACPR pro lineární modulace zůstává stejný, jako v případě zesilovače RF5110g. Aby byly výsledky měření zpřesněny je průměrováno 25 průchodů na rozlišovací šířce pásma 1 kHz. Při měření zesilovače MMG3006NT1 stojí za povšimnutí výrazně nižší hodnota širokopásmového šumu, která je klíčová při po-

Tab. 2.9: Specifikace obvodu MMG3006NT1 pro kmitočet 900 MHz

Parametr	Typický
Napájecí napětí [V]	5
Bod jednodécibellové komprese P1dB [dBm]	33
Intercepční bod třetí harmonické OIP3 [dBm]	49
Zisk [dB]	17,5
Maximální vstupní výkon [dBm]	7
Vstupní impedance [ $\Omega$ ]	50

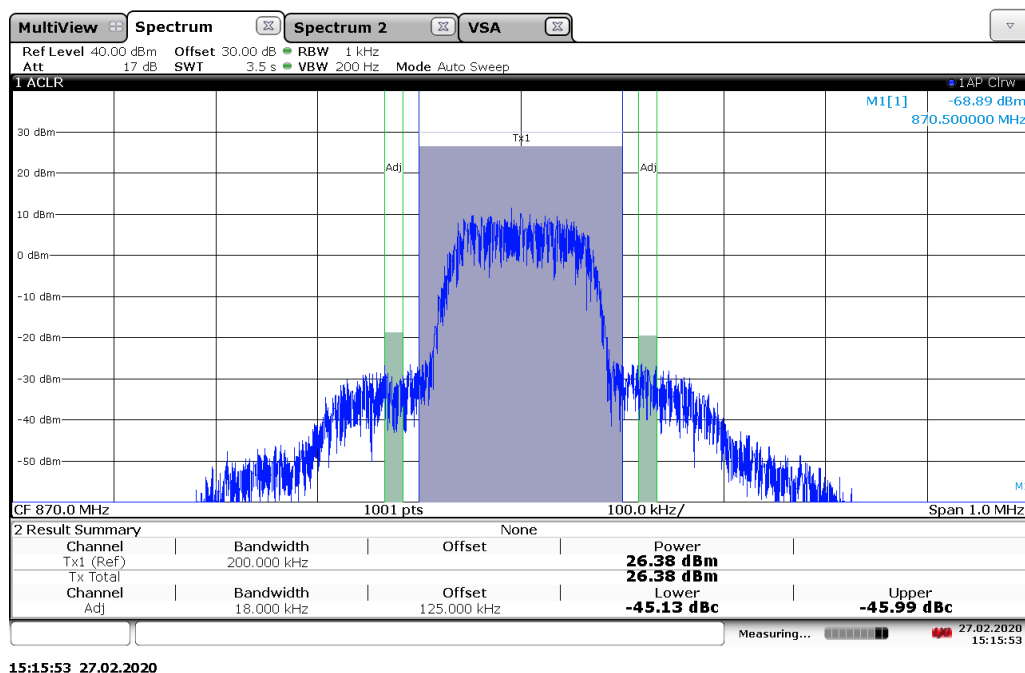
Tab. 2.10: Srovnání naměřených parametrů pro lineární modulace zesilovačů MMG3006NT1 a RF5110g pro kmitočet 870 MHz

Parametr Zesilovač	RF5110g	MMG3006NT1	Jednotka
RF <sub>IN</sub>	-5	10,8	dBm
TxPOWER	24,5	25,1	dBm
AdjLower	-45,1	-45,2	dBc
AdjUpper	-45,1	-45,3	dBc
EVM RMS	2,5	2,7	%
MER RMS	32	31,3	dB
$\eta$ při 27 dBm	18,2	11,7	%
Power 830 MHz	-24,2	-30,6	dBm
Power 910 MHz	-18,2	-30,4	dBm

hlédnutí na přeslechy do dalších sousedních kanálů. Naměřené kmitočtové spektrum je na obr. 2.35.

V tab. 2.10 je uvedeno srovnání obou zesilovačů pro lineární modulace. Pro srovnání je uveden také parametr výkonu pro širokopásmový signál při symbolové rychlosti 50 MS/s na frekvencích 830 MHz a 910 MHz. Zesilovač MMG3006NT1 je více širokopásmový, protože výkon na těchto frekvencích je menší o 6 dB pro 830 MHz (respektive o 12 dB pro 910 MHz).

Použití zesilovače ve třídě A pro modulaci LoRa signálu by ovšem znamenalo vysokou spotřebu i při nevysílání dat (dané nastavením pracovního bodu zesilovače) a také rozšířit koncepci LoRa brány o přídatné chlazení. Účinnost zesilovače MMG3006NT1 je totiž při výkonu 27 dBm o 6,5 % nižší. Je pravděpodobné, že tento zesilovač bude plnit kanálovou masku i při vyšších výkonech než 27 dBm. Norma ovšem stanovuje nejen kanálovou masku, ale také maximální výkon, proto není nutné se zabývat možností vysílání vyšších výkonů.



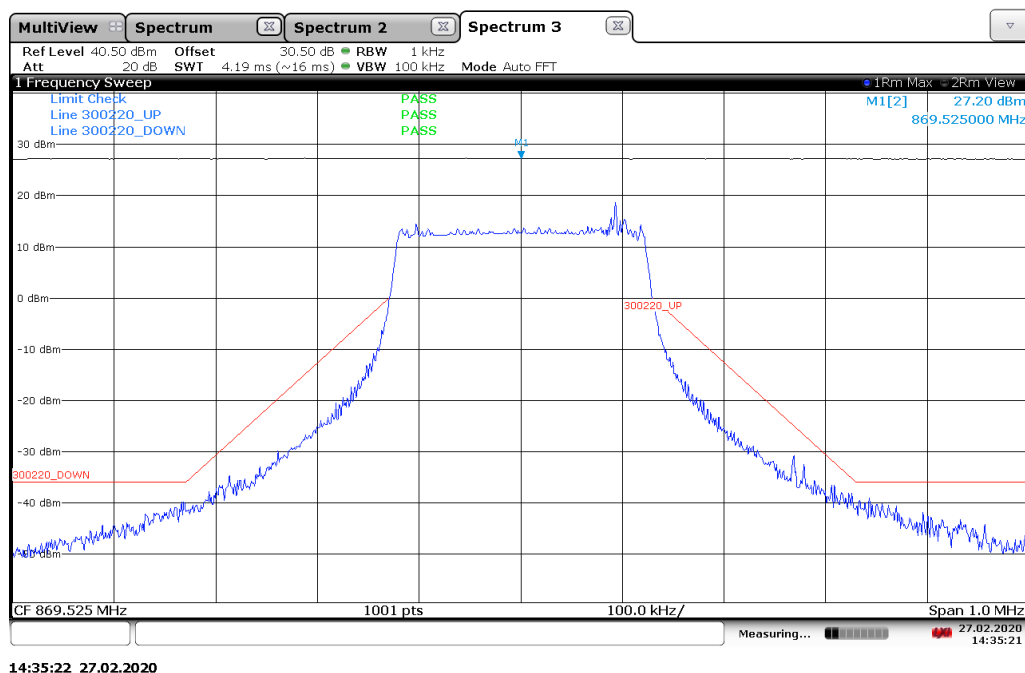
Obr. 2.35: Měření přeslechu do sousedního kanálu pro modulaci QAM-256 zesilovače MMG3006NT1

Pro zesilovač MMG3006NT1 bylo provedeno měření emisí z pásma do sousedního kanálu dle EN 300 220 na výkonu 27 dBm. Pro dosažení výkonu 27 dBm byl nastaven zdroj LoRa signálu RAK2247 na vysílací výkon 10 dBm (měření bude ovlivněno i vnitřním zesilovačem v modulu RAK2247). Měření probíhá stejnou metodikou jako na blokovém schématu na obr. 2.13, pouze je nahrazen koncový zesilovač. Na obr. 2.36 je patrné, že zesilovač plní masku normy (ukazatel PASS u kontroly limitu normy) při výkonu 27,2 dBm (pozice kurzoru M1). Tímto měřením, kdy bylo využito zesilovače ve třídě A lze považovat kritérium masky normy za splnitelné.

## 2.6.4 Zvýšení napájecího napětí

Pro napájení zesilovače bylo zvoleno napětí 3,3 V, které je definováno standardem sběrnice mPCIe. Rozsah napájecího napětí RF5110g je ovšem od 2,7 V do 4,8 V. Pro provoz zesilovače na napětí 4,8 V je nutné splnit podmínku maximálního výstupního výkonu 35 dBm. Možné je také zvýšit napájecí napětí až na 5,5 V, ovšem za předpokladu menšího výstupního výkonu jak 35 dBm a s maximální výstupní zátěží poměru stojatých vln (VSWR) 6:1.

Provedeno je zvýšení napájecího napětí na 4,8 V a jsou změřeny parametry zesilovače. Po zvýšení napájecího napětí byly znovu změřeny parametry pro lineární modulace dle kapitoly 2.6. Při ACPR -45 dBc došlo ke zvýšení vysílacího výkonu



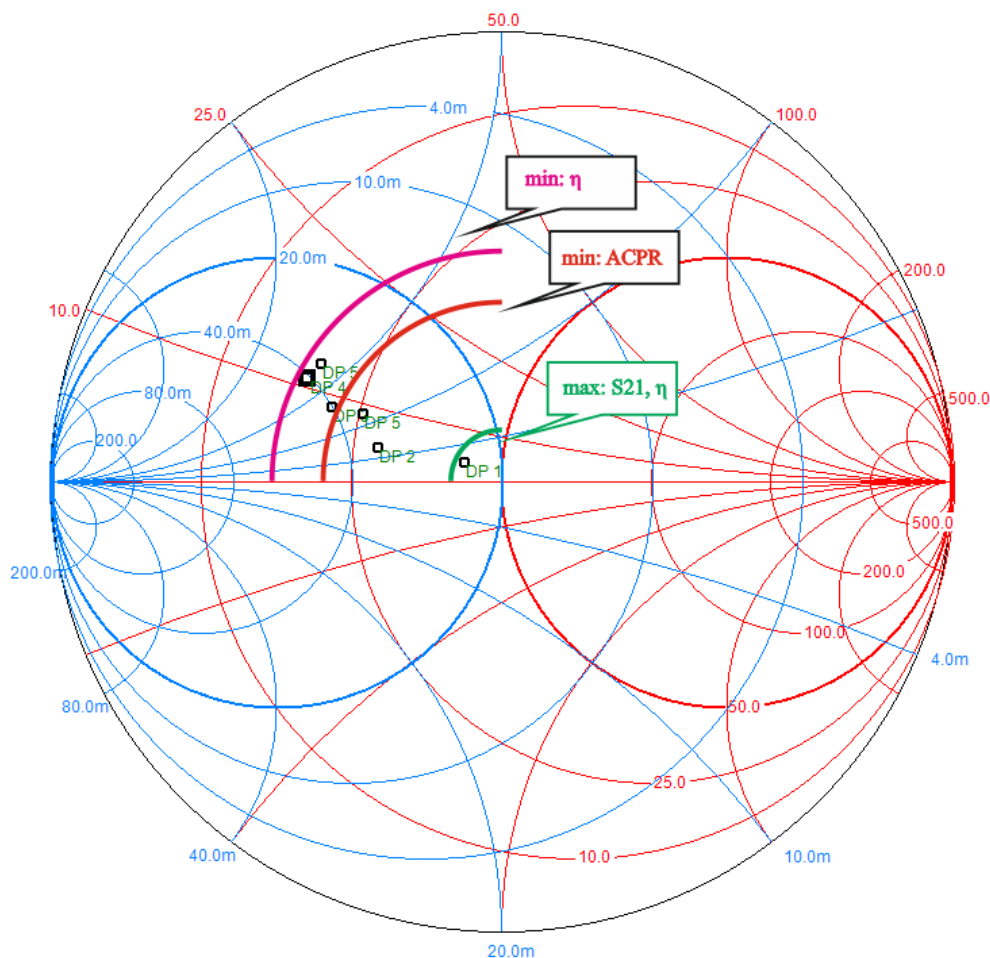
Obr. 2.36: Měření emisí z pásma do sousedního kanálu (27 dBm) pro šířku pásma 250 kHz zesilovače MMG3006NT1

o 1 dB. Toto znovu dalo možnost přeměřit parametry masku normy pro LoRaWAN dle EN 300 220, ovšem i při této hodnotě napájecího napětí nebyl limit normy pro horní část kmitočtového spektra splněn.

## 2.6.5 Emulace výstupní impedance

Z důvodu nedostupného nelineárního modelu nelze simulovat nelineární chování zesilovače při impedančním přizpůsobení. Aby bylo chování zesilovače na různé přizpůsobení (jiné než impedance 50  $\Omega$ ) důkladně prozkoumáno je k tomuto poznatku využita emulace výstupní impedance měřením. Toto měření je velice náchylné na chybu (změna pracovního bodu ZNC 3 a kalibrací) a na čas (každý krok měření zahrnuje pájení jiné kapacity a nutnost neustálého přepojování měřícího přípravku).

Nejprve jsou změřeny rozptylové parametry pomocí síťového analyzátoru (se zaměřením na parametry  $S_{22}$  a  $S_{21}$ ) dle kapitoly 2.5, poté je zesilovač přepojen na měření ACPR (pro lineární modulace) při výstupním výkonu 27 dBm, na kterém je změřena také účinnost zesilovače při tomto výkonu (kapitola 2.6. Po tomto kroku je upraveno výstupní přizpůsobení pomocí změny  $C_1$  a  $C_2$  (ve výstupním  $\pi$  článku) a postup měření se opakuje. Příkon zesilovače je určen pomocí velikosti napájecího proudu při konstantním napětí. Měřením je získána informace o ACPR, účinnosti a zisku k aktuálnímu přizpůsobení výstupu. Důležité je zmínit, že napájecí napětí je



Obr. 2.37: Emulace výstupní impedance zesilovače RF5110g

v tomto měření nastaveno na 4,8 V a napětí nastavující zisk na 2,8 V. Cílem měření je zjistit, zda nemá zesilovač nižší ACPR při přizpůsobení na jinou impedanci, než 50  $\Omega$ .

Jak je patrné z obr. 2.37 nejbližší impedanci 50  $\Omega$  jsou křivky maximální účinnosti a zisku zesilovače. Při vzdalování od středu Smithova diagramu klesá ACPR za cenu nižší účinnosti zesilovače. Minimální přeslech do sousedního kanálu je velice úzce spojen s účinností zesilovače, tedy čím nižší ACPR, tím nižší je také účinnost. Jednotlivé body Smithova diagramu jsou popsány v tab. 2.11 vzhledem k rozsáhlosti měření jsou referenční naměřená data přiložena v elektronické příloze (k příslušnému datovému bodu DP náleží naměřená sada rozptylových parametrů a změřené ACPR).

Tab. 2.11: Tabulka hodnot k emulaci výstupní impedance RF5110g na obr. 2.37

Bod	$S_{22}$ [ $\Omega$ ]	$S_{21}$ [dB]	AdjLower [dBc]	AdjUpper [dBc]	Účinnost [%]	$C_1 \& C_2$ [pF]
DP 1	42,0+j3,9	34,1	-40,8	-41,2	23,3	6,8&4,7
DP 2	27,9+j4,9	33,4	-42,3	-42,3	18,1	15&4,7
DP 3	21,4+j8,7	33,6	-41,4	-42,3	16,6	18&4,7
DP 4	18,0+j11,1	32,9	-40,7	-41,5	15,7	22&4,7
DP 5	18,8+j13,0	32,6	-39,1	-39,8	15,0	18&2,7
DP 6	25,2+j8,9	33,2	-41,9	-41,8	17,8	18&5,6

### 2.6.6 Optimalizace ACPR

Vliv optimalizací lze lépe zkoumat na modulaci QAM-256, kde je úroveň ACPR snadno měřitelná. Pokud se zaměříme na kondenzátor  $C_{24}$ , který tvoří LC článek s  $L_7$  a bude emulována jeho hodnota a zároveň měřeno ACPR získáme lepší pohled, jak funguje minimalizace paměťových efektů pomocí správné filtrace napájení na specifických kmitočtech.

Měření probíhalo obdobně jako v kapitole 2.6. Nejlepší dosažené ACPR bylo s kondenzátorem 5,6 pF, který dosahoval rezonance přibližně na druhé harmonické vstupního signálu. Ovšem po proměření síťovým vektorovým analyzátozem bylo zjištěno, že má tento kondenzátor výrazný vliv na zisk zesilovače. Na kmitočtu 550 MHz způsobil pokles zisku o 10 dB. Naměřená data jsou uvedena v tab. 2.12 a také v elektronické příloze.

### 2.6.7 Srovnání s Qorvo QPA9908

QPA9908 je vysokofrekvenční zesilovač o výkonu 4 W uvedený na trh v roce 2019, který je určen převážně pro aplikace v mobilní infrastruktuře (LTE). Jeho kmitočtový pracovní rozsah je od 850 MHz až 960 MHz, což pokrývá pásmo pro LoRa

Tab. 2.12: Optimalizace ACPR pomocí LC článku  $C_{24}$  a  $L_7$

Ozn. přílohy	$C_{24}$ [pF]	rezonance s $L_7$ [MHz]	ACPR_L [dBc]	ACPR_UP [dBc]	výkon [dBm]
917.png	15	1030	-45,1	-45,8	25,7
918.png	-	-	-44,7	-46,0	25,4
919.png	5,6	1680	-46,1	-46,6	25,5
920.png	22	848	-45,0	-45,6	25,8

Tab. 2.13: Srovnání parametrů RF5110g a QPA9908

zesilovač	RF5110g	QPA9908
napájecí rozsah [V]	2,7 - 5,5	4,75 - 5,25
maximální vstupní výkon [dBm]	13	10
kmitočtový rozsah [MHz]	150 - 960	850 - 960
maximální výstupní výkon [dBm]	34,5	36
zisk [dB]	32	32,6
účinnost při max. výkonu [%]	52	47

aplikace. Výrobce uvádá, že dosahují ACPR menšího jak 48 dBc na výkonu 28 dBm, ovšem za předpokladu, že je použit koncept digitálního předzkreslení. Bez digitálního předzkreslení je ACPR horší o 16 dB, což odpovídá -32 dBc. Moderní zesilovače, jako je QPA9908 totiž předpokládají koncept DPD a jsou blíže třídě B, kvůli vyšší účinnosti, tím se ovšem zhorší linearita a zejména ACPR v režimu bez DPD.

Obrovskou výhodou je impedanční přizpůsobení na 50  $\Omega$ , které je realizováno již ve vnitřní struktuře zesilovače. Oproti RF5110g je jeho pracovní kmitočet velice úzkopásmový, jeho pracovní rozsah je 850 až 960 MHz, což odpovídá úzkopásmovému impedančnímu přizpůsobení výstup, širokopásmové přizpůsobení uvnitř integrovaného obvodu nelze realizovat.

V Tab. 2.13 je uvedeno srovnání důležitých parametrů. Katalogové listy obou integrovaných obvodů se nacházejí v elektronické příloze. Moderní zesilovač QPA9908 není pro aplikaci jako zesilovače pro LoRaWAN vhodný, kvůli výrazně horšímu ACPR bez DPD, koncept DPD by byl ovšem pro LoRa technologii LoRa výrazně složitý, proto není zesilovač na tuto technologii uvažován.

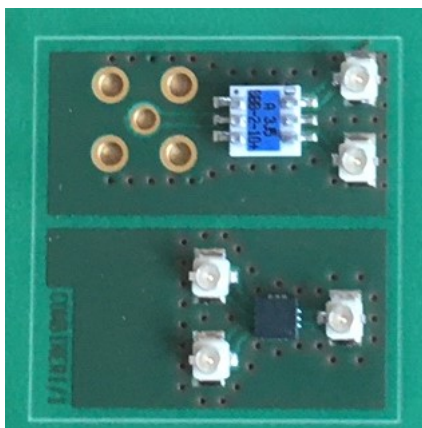
## 2.7 Návrh přípravku RF5110g\_DUAL1

### 2.7.1 Schéma zapojení

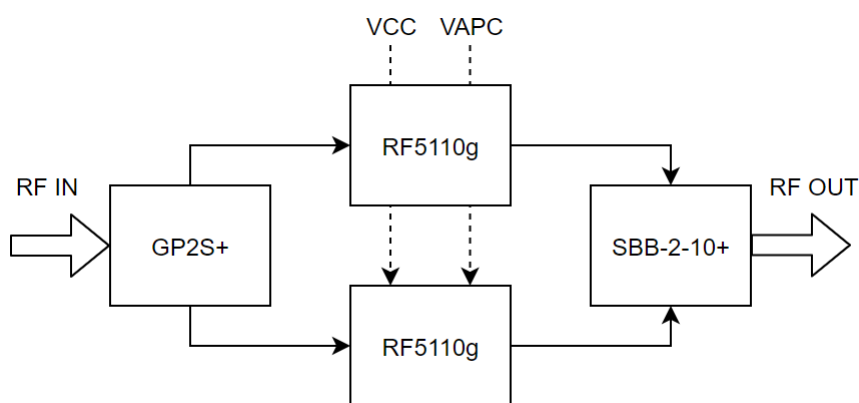
V předchozích krocích optimalizace se nepodařilo dosáhnout splnění masky normy. Zapojení bylo doplněno o další zesilovač RF5110g pro zvýšení linearity a možný dopad na snížení ACPR.

Vstupy obou zesilovačů jsou rozděleny pomocí výkonového rozbočovače. Pro výběr konkrétního rozbočovače je nutné splnit následující parametry: šířka pásma od 863 MHz do 870 MHz, dvoucestný rozbočovač, natočení fáze mezi výstupy 0 °, impedance 50  $\Omega$  a vstupní výkon do 16 dBm. Po prozkoumání trhu součástek byl zvolen rozbočovač GP2S+ od společnosti Mini-Circuit. Kromě splnění uvedených





Obr. 2.38: Přípravek se slučovači SBB-2-10+ a GP2S+



Obr. 2.39: Blokové schéma sloučení dvou zesilovačů RF5110g

parametrů dosahuje na kmitočtu 880 MHz vysoké izolace 29 dB a nesymetrie fáze 0,5 °.

Impedančně přizpůsobené výstupy zesilovačů jsou sloučeny pomocí výkonového slučovače. Pro výběr výkonového slučovače je důležitý zejména parametr maximálního vstupního výkonu, proto není využit stejný obvod, jako v případě rozbočení signálu. Je zvolen SBB-2-10+ od společnosti Mini-Circuit, který zvládne na svém výstupu zpracovávat výkon až 10 W.

Oba slučovače jsou také navrženy na malém plošném spoji s konektory typu U.FL (respektive SMA pro výstup SBB-2-10+ na obr. 2.38), pro další možnosti měření této topologie zesilovačů (možnost sloučení více než dvou) zesilovačů.

Na obr. 2.39 je názorně zpracováno jakým způsobem budou zesilovače výkonově sloučeny. Výsledné schéma se nachází v příloze na obr. B.2.

Materiál pro plošný spoj byl tentokrát zvolen I-TERA MT40 (pouze z důvodu využití prostoru na plošném spoji připravovaném kitu pro mikrovlnný nízkošumový

zesilovač). Tento materiál má dielektrickou konstantu  $\varepsilon_r = 3,45$  o tloušťce 0,254 mm. Tloušťka vodivého měděného materiálu je 18  $\mu\text{m}$  pro obě strany plošného spoje. Zvolená povrchová úprava je imerzní zlato. Pro impedanci 50  $\Omega$  je vypočtená šířka vodiče 0,565 mm. Ověření výpočtu impedance mikropásku je popsáno následujícími vztahy.

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12\left(\frac{H}{W}\right)\right)^{-0,5} = \frac{4,45}{2} + \frac{2,45}{2} \cdot \left(1 + 12\left(\frac{0,254}{0,565}\right)\right)^{-0,5} = 2,71.$$

Dále je počítána charakteristická impedance:

$$\begin{aligned} Z_0 &= \frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}} \cdot \left(\frac{W}{H} + 1,393 + \frac{2}{3} \ln\left(\frac{W}{H} + 1,444\right)\right)} \\ &= \frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{2,71} \cdot \left(\frac{0,565}{0,254} + 1,393 + \frac{2}{3} \ln\left(\frac{0,565}{0,254} + 1,444\right)\right)} = 51,07 \Omega. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Při návrhu plošného spoje je důležité dbát na požadavky pro návrh zesilovače RF5110g, rozbočovače GP2S+ a slučovače SBB-2-10+. Vzhledem k tloušťce plošného spoje jsou u všech součástek zrušeny termální můstky. Předloha plošného spoje pro vrchní stranu desky se nachází v příloze na obr. B.4 a pro spodní stranu na obr. B.5.

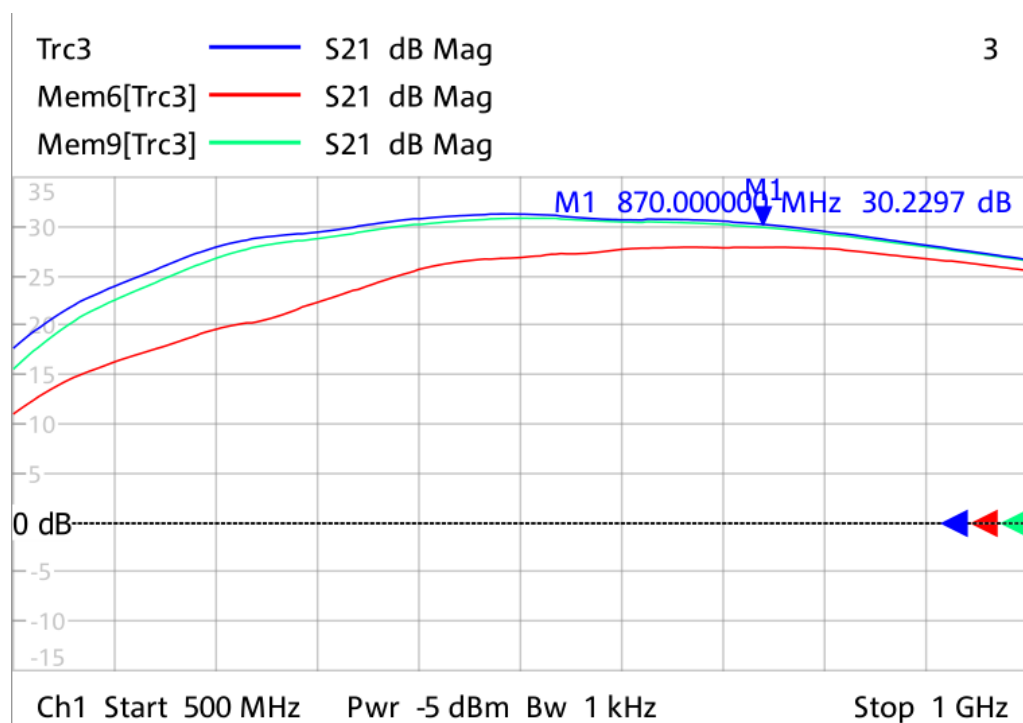
## 2.8 Měření přípravku RF5110g\_DUAL1

### 2.8.1 Oživení přípravku

Přípravku byly osazeny dva kusy, jeden pro vývojové účely (na jednotlivých bodech větví zesilovačů byly umístěny U.FL konektory) a druhý pro finální ověření sloučených zesilovačů. Po prvotním zapojení zesilovače dle obr. 2.29 nízký zisk a výkon zesilovače indikoval chybu. Zesilovače byly proto rozděleny na jednotlivé bloky pro snadnější nalezení chyby.

Jednotlivé zesilovače byly proměřeny zvlášť pomocí síťového analyzátoru. Znepokojující byl zisk zesilovače U1 (Obr.2.40). Po prozkoumání všech napájecích větví zesilovače byla nalezena nepřipojená tlumivka FIL3. V návrhovém systému nebyl zapojen vodič „+3.3V\_PA\_FIL\_R“. Po ruční úpravě se již zisk obou zesilovačů choval identicky.

Dále byla změřena impedance výstupu zesilovače a vstupu výkonového slučovače. V tomto bodě musí být impedance 50  $\Omega$ , protože by docházelo k vyšším ztrátám výkonu ve slučovači. Naměřená impedance v tomto bodě byla  $(36,1 + j16,5)\Omega$ . Také teplota plošného spoje indikovala možné nesprávné impedanční přizpůsobení (účinnost zesilovače klesla pod 20 %). V tomto bodě je nutné projít celé impedanční přizpůsobení, od výstupu zesilovače, až ke vstupu na výkonový slučovač postupně.



Obr. 2.40: Zisk zesilovačů RF5110g\_DUAL1 při oživení, U1 - Mem6[Trc3], U4 - Mem9[Trc3], U1 (po opravě) - Trc3

## 2.8.2 Postup impedančního přizpůsobení výstupu

V předchozí kapitole je zmíněna nízká účinnost a vysoká teplota vzniklá po oživení zesilovače. V následujícím textu je popsán postup, který vedl ke správnému impedančnímu přizpůsobení. Výsledné body parametru  $S_{22}$  jsou popsány v tab. 2.14 a konkrétní naměřená data jsou uvedena v elektronické příloze (k příslušnému bodu v tab. 2.14 náleží v PDF souboru naměřená sada rozptylových parametrů).

Původní přizpůsobení bylo zrušeno a na bod kondenzátoru  $C_5$  byl připájen měřicí konektor. Naměřená výstupní impedance zesilovače bez přizpůsobení je  $(3,1+j9,3)\Omega$ , toto je výstupní impedance ovlivněná konkrétními parazitními vlivy plošného spoje

Tab. 2.14: Tabulka hodnot k impedančního přizpůsobení výstupu

Bod	$S_{22}$ [ $\Omega$ ]	$C_3 \& L_1 \& C_5$ [pF&nH&pF]	Bod	$S_{22}$ [ $\Omega$ ]	$C_3 \& L_1 \& C_5$ [pF&nH&pF]
1	3,1+j9,3	-&-&-	5	39,2+j2,0	24&1,8&10
2	5,4+j19,3	12&1,8&-	6	35,1+j1,8	22&1,8&10
3	6,1+j16,1	24&1,8&-	7	51,2+j5,9	27&1,8&10
4	46,2-j2	24&1,8&10			

proto se liší od hodnoty, se kterou bylo přizpůsobení počítáno. V tomto okamžiku je třeba určit výchozí hodnoty prvků ze simulací Smithova diagramu. Byla zvolena paralelní kapacita ( $C_3$ ) 12 pF a indukčnost ( $L_1$ ) 1,8 nH.

Po posunutí měřicího konektoru za  $L_1$  je naměřená impedance  $(5,4 + j19,3)\Omega$ , toto přizpůsobení se chová jako kapacita  $C_3$  o hodnotě 5 pF. Proto byla zdvojnásobena kapacita  $C_3$  na 24 pF (pomocí paralelní kombinace) a znovu je změřena impedance. V tomto kroku je impedance výstupu  $(6,1 + j16,1)\Omega$ . Tato hodnota je ve Smithově diagramu téměř na kružnici impedance 20 mS a lze se z ní jednoduše pomocí paralelní kapacity 10 pF dostat na impedanci 50  $\Omega$ .

Zapojení bylo doplněno o 10 pF kondenzátor  $C_3$  a impedance výstupu je  $(46,2 - j2,0)\Omega$ , tato hodnota již indikuje správné přizpůsobení, lze přistoupit k přesunu měřicího konektoru za mikropásek. Po přesunu měřicího konektoru je impedance  $(39,2 + j2,0)\Omega$ , což mohla způsobit menší odchylka v impedanci mikropásku či parazitní vlastnosti plošného spoje, proto je nutné přehodnotit prvky v přizpůsobení.

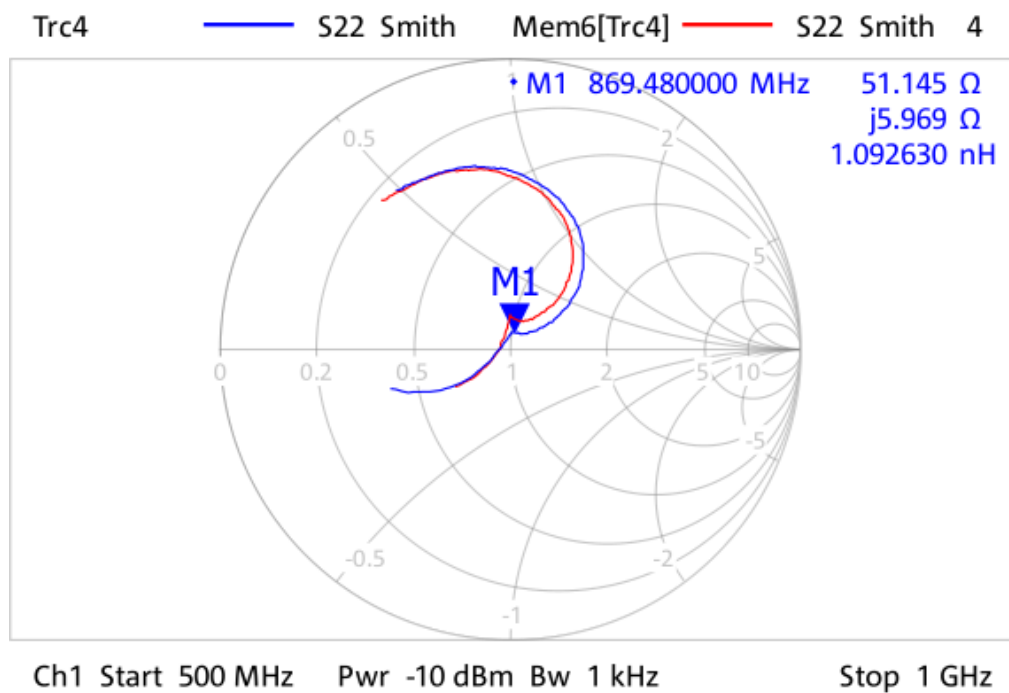
Dle chování prvků ve Smithově diagramu byl zvolen k úpravě kondenzátor  $C_3$  (tvořen paralelní kombinací dvou 12 pF kondenzátorů), jeho snížení by mělo způsobit zvýšení reálné hodnoty impedance. Po změně  $C_3$  na 22 pF je naměřená impedance  $(35,1 + j1,8)\Omega$  ovšem více vzdálená výsledného cíle. Proto byl tento kondenzátor ( $C_3$ ) znovu změněn na 27 pF. Nyní je naměřená výstupní impedance  $(51,2 + j5,9)\Omega$ , která je dostačující pro další měření. Pro ověření je přeosazeno impedanční přizpůsobení také pro zesilovač U4 a jejich výsledné charakteristiky impedance výstupu srovnány na obr. 2.41 (asymetrie zesilovačů může způsobit výkonové ztráty).

Důležité je také zmínit jaký vliv mělo výsledné přizpůsobení na zisk zesilovače, původní zisk 30,2 dB je zvýšen pouze o 1 dB na 31,1 dB jak dokládá obr. 2.42.

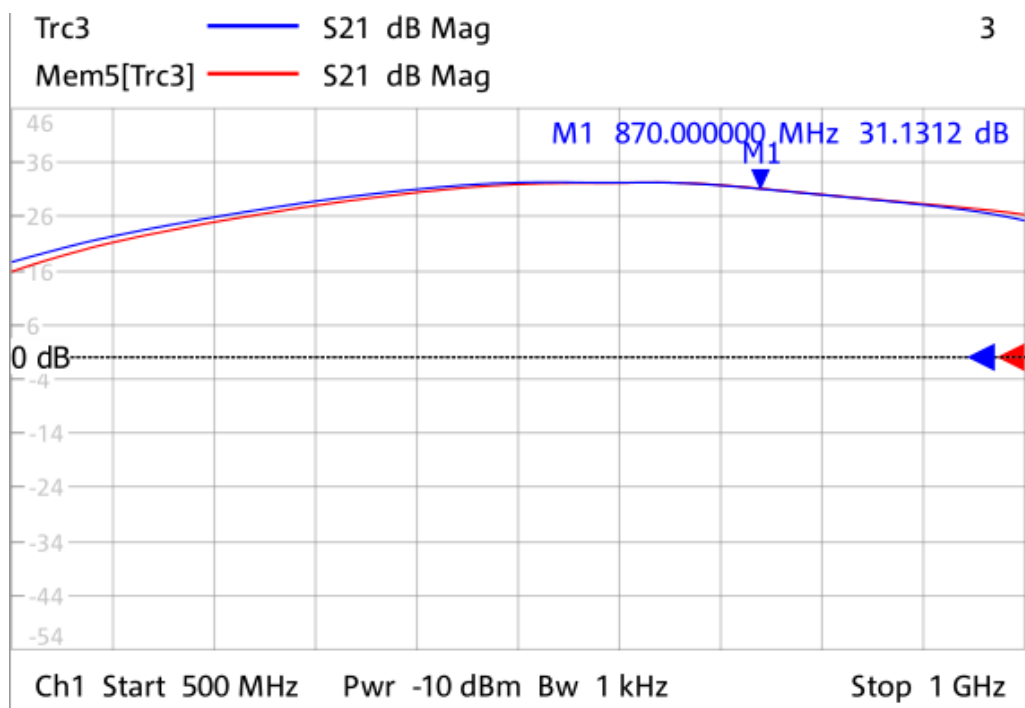
V tomto okamžiku si lze pomocí Smithova diagramu zpětně projít výsledné impedanční přizpůsobení a dostat se k hodnotě impedance výstupu ovlivněnou konkrétním plošným spojem, ze které lze vycházet při výpočtech či simulacích. Tento postup je uveden na obr. 2.43. Je důležité podotknout, že výsledný bod  $(1,2 - j3,8)\Omega$  je komplexně sdruženou impedancí k impedanci výstupu. Při zpětném simulování naměřeným bodů při konkrétním přizpůsobení z tab. 2.14 se tyto body simulované impedanci  $(1,2 - j3,8)\Omega$  blížily.

### 2.8.3 Měření parametrů pro lineární modulace

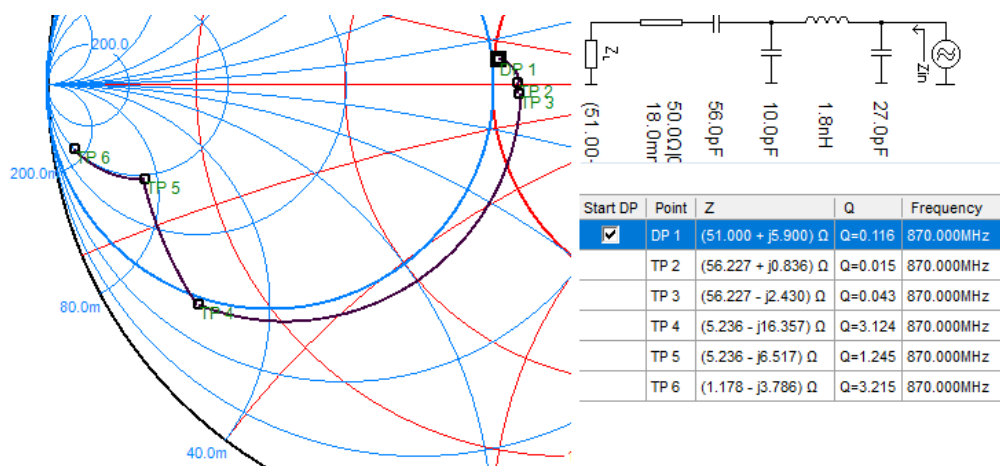
Nyní lze stejnou metodikou z kapitoly 2.6 změřit parametry pro lineární modulaci QAM-256 sloučených zesilovačů. Z předchozích výsledků plyne, že jeden zesilovač RF5110g je schopen dodat výkon okolo 25 dBm při podmínce ACPR menšího jak -45 dBc (toto platí i pro lineární zesilovač MMG3006NT1). Po sloučení jak je patrné



Obr. 2.41: Zisk zesilovačů RF5110g\_DUAL1 po přizpůsobení, U1 - Mem5[Trc4], U4 - Trc4



Obr. 2.42: Výstupní impedance zesilovačů RF5110g\_DUAL1 po přizpůsobení, U1 - Mem5[Trc3], U4 - Trc3



Obr. 2.43: Zpětně simulovaná impedance výstupu zesilovače RF5110g na přípravku RF5110g\_DUAL1

z obr. 2.44 je kritérium ACPR nižšího jak -45 dBc splněno i při výstupním výkonu 28,5 dBm. Samostatný zesilovač (v tomto impedančním přizpůsobení) zvládne dodat při stejném kritériu 25,5 dBm.

Z měření plyne zvýšení výkonu při stejném ACPR o 3 dB. Z pohledu širokopásmového šumu v kanále nedošlo ke snížení oproti lineárnímu zesilovači MMG3006NT1, šum je mírně zvýšen a to také proto, že provozován na výrazně vyšším výkonu. Cenou za toto není jen velikost zapojení, snížená účinnost a potřeba dvou zesilovačů, ale také snížený zisk při sloučení dvou zesilovačů o 2 dB.

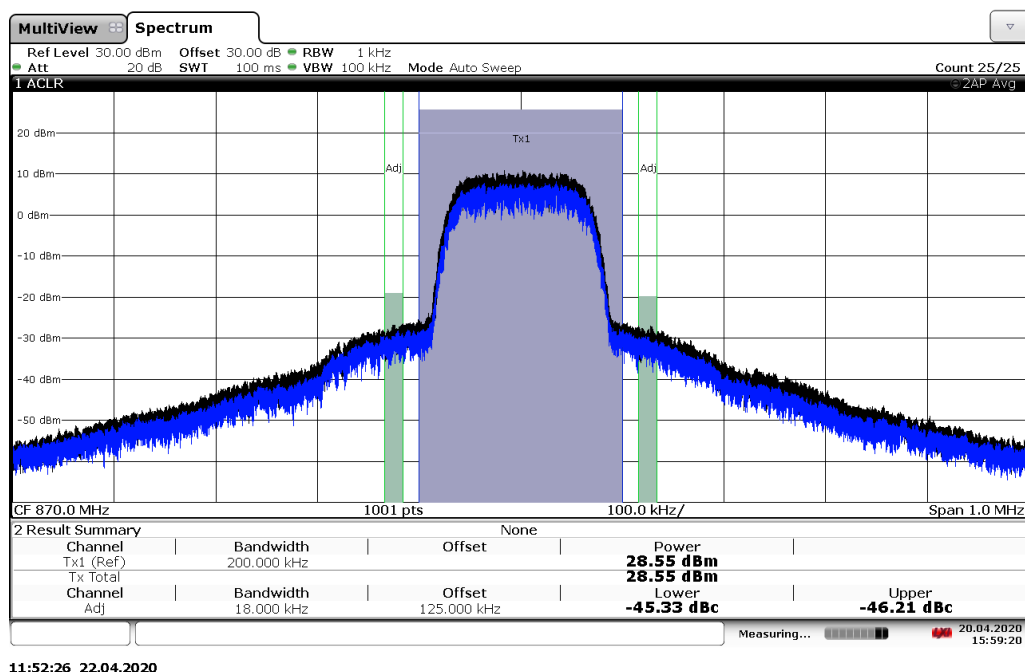
Další zajímavý pohled je srovnání zesilovačů při stejné úrovni buzení na obr. 2.45, kde je zřetelně nižší přeslech do sousedního kanálu a zároveň vyšší výkon pro sloučené zesilovače. Zvýšení výkonu zesilovače sice není tak vysoké (o 2 dB), ale ACPR zesilovače je nižší téměř o 5 dB,

## 2.8.4 Ověření širokopásmovosti

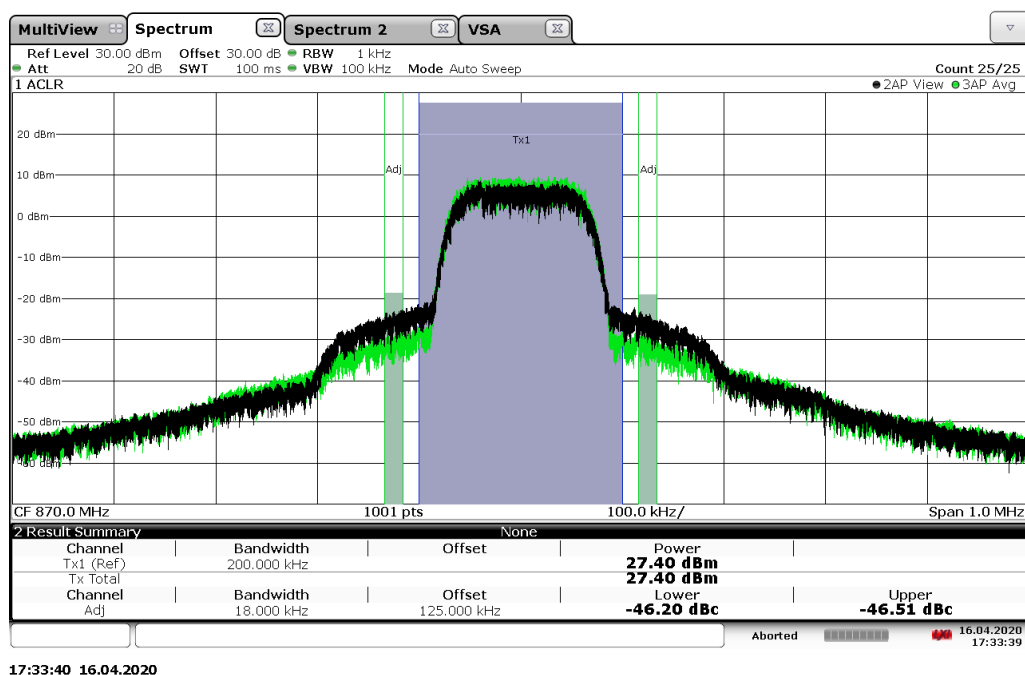
Pro vyšší šířku pásma je srovnání sloučených a samostatných zesilovačů na obr. 2.46. Na frekvenci 830 MHz je naměřená hodnota výkonu -14,8 dBm pro sloučené zesilovače a pro samostatný zesilovač je -16,5 dBm, sloučený zesilovač se na tomto kmitočtu chová hůře. Pro frekvenci 910 MHz je ovšem situace opačná, sloučené zesilovače mají výkon -19,8 dBm a samostatný -19,0 dBm.

## 2.8.5 Měření hustoty širokopásmového šumu

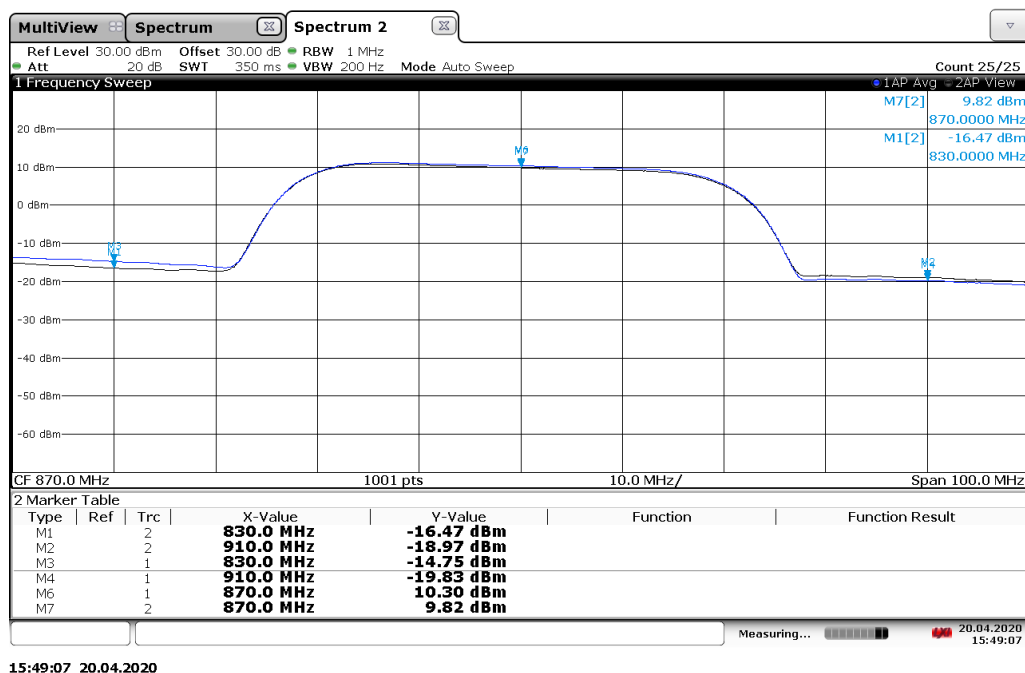
V dalším kroku je měřen širokopásmový šum, který pro zesilovač produkuje na svém výstupu. U měření širokopásmového šumu je důležitý šum vstupního signálu, proto



Obr. 2.44: Měření přeslechu do sousedního kanálu pro modulaci QAM-256 přípravku RF5110g\_DUAL1, černá - sloučené zesilovače, modrá - samostatný zesilovač



Obr. 2.45: Srovnání přeslechu do sousedního kanálu pro modulaci QAM-256 přípravku RF5110g\_DUAL1 při stejném buzení, zelená - sloučené zesilovače, černá - samostatný zesilovač



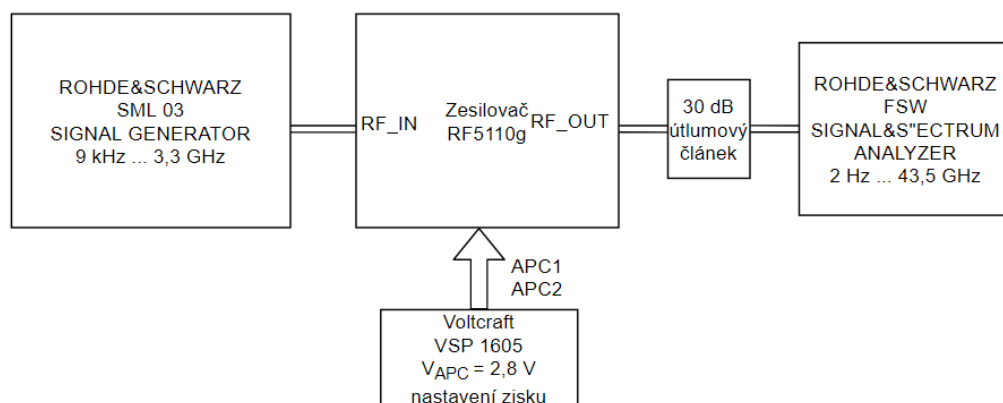
Obr. 2.46: Srovnání naměřeného spektrum zesilovače RF5110g modulace QAM-256 se symbolovou rychlostí 50 MS/s, modrá - sloučené zesilovače, černá - samostatný zesilovač

byl zvolen generátor ROHDE&SCHWARZ SML 03, který typicky dosahuje hustoty širokopásmového šumu -150 dBc (Hz) na frekvenci 1 GHz [29]. Na obr. 2.47 je uvedeno schéma zapojení. Hodnota širokopásmového šumu byla naměřena ve vzdálenosti 1, 2, 5, 10, 20, 50 a 100 MHz pro obě strany spektra. Měření bylo provedeno ve dvou krocích, ovšem při stejném výkonu (27 dBm), nejprve samostatný zesilovač RF5110g a poté dva sloučené zesilovače.

Porovnání obou výsledků měření je v tab. 2.15, ze které je patrné snížení širokopásmového šumu pro případ sloučených zesilovačů. K největšímu snížení došlo na kmitočtu ve vzdálenosti 20 MHz od střední frekvence a to o 3,3 dB na kmitočtu 849 MHz (pro horní spektrum kmitočty 889 MHz snížení o 2,6 dB). Nepatrný nárůst širokopásmového šumu vznikl na kmitočtu 769 MHz a to o 0,5 dB. Srovnání obou zesilovačů je uvedeno na obr. 2.48.

Při tomto měření je zesilovač buzen pouze jedním signálem o kmitočtu 869 MHz, proto byla naměřena účinnost zesilovače (respektive sloučené dvojice) při výkonu 27 dBm. Pro samostatný zesilovač vychází účinnost na tomto výkonu 17 % pro sloučenou dvojici zesilovačů je to 10 %.

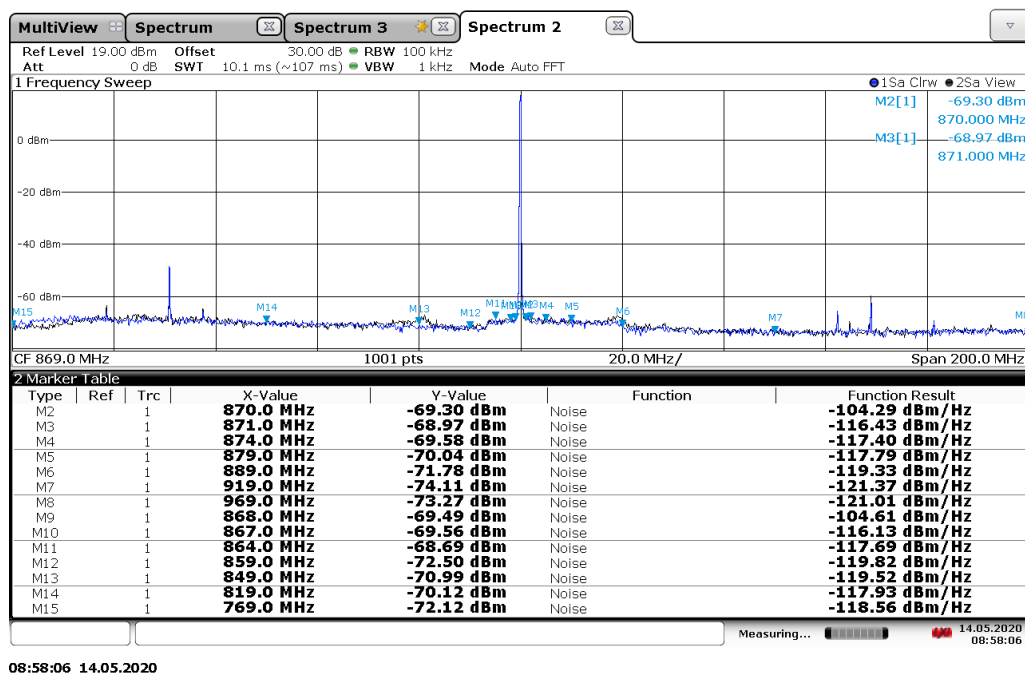




Obr. 2.47: Schéma pro měření hustoty širokopásmového šumu zesilovače RF5110g

Tab. 2.15: Naměřené hodnoty širokopásmového šumu pro RF5110g\_DUAL1 při stejném výkonu pro samostatný zesilovač i sloučené zesilovače

$f_c$ [MHz]	Hustota širokopásmového šumu [dBm/Hz]		$f_c$ [MHz]	Hustota širokopásmového šumu [dBm/Hz]	
Zes.	RF5110g	RF5110g_DUAL	Zes.	RF5110g	RF5110g_DUAL
870	-104,2	-104,3	868	-104,2	-104,6
871	-116,2	-116,4	867	-115,6	-116,1
874	-117,4	-117,4	864	-117,5	-117,7
879	-117,8	-117,8	859	-119,8	-119,8
889	-116,7	-119,3	849	-116,2	-119,5
919	-121,5	-121,4	819	-118,0	-117,9
969	-121,0	-121,0	769	-119,1	-118,6

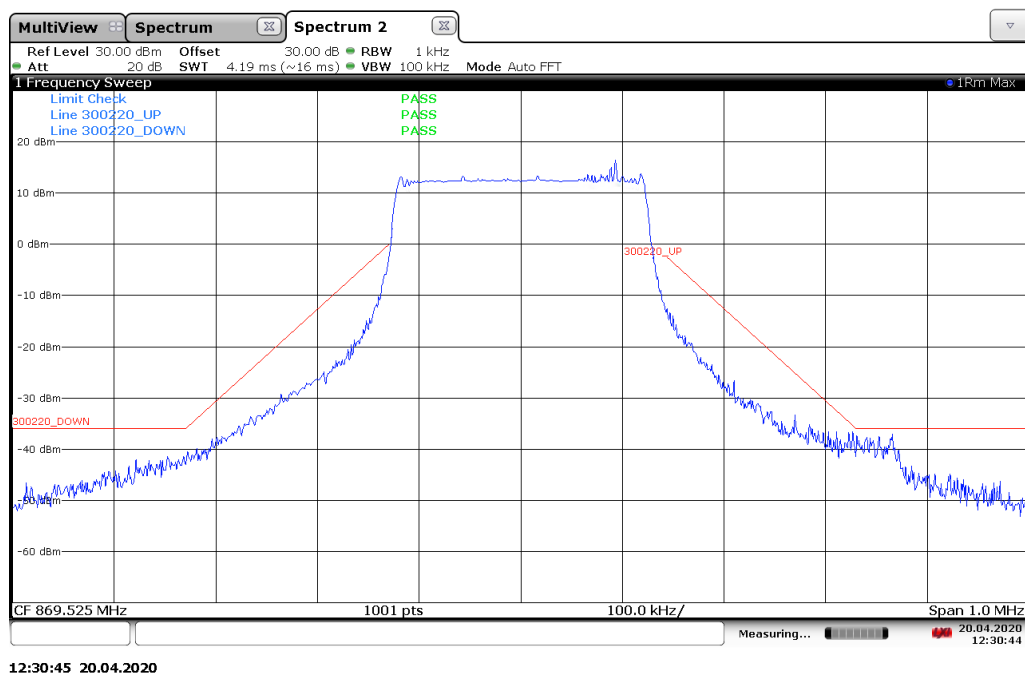


Obr. 2.48: Srovnání měření širokopásmového šumu pro RF5110g\_DUAL1 při stejném výkonu, modrá - sloučené zesilovače, černá - samostatný zesilovač

## 2.8.6 Měření emisí z pásma do sousedního kanálu při vysílání

Z předchozího měření lze konstatovat, že sloučené zesilovače RF5110g dosahují lepších výsledků v oblasti přeslechu do 18 kHz sousedního kanálu vzdáleného 125 kHz od středního kmitočtu  $f_c$ , než výrazně lineárnější zesilovač MMG3006NT1 s pracovním bodem posunutým do třídy A. Tento zesilovač normu ETSI EN 300 220 na výstupním výkonu 27 dBm plnil, je tedy pravděpodobné, že bude splňovat normu i kombinace sloučených zesilovačů.

Bylo zopakováno měření z kapitoly 2.1.2 s nastaveným výstupním výkonem 27 dBm a zapnutou kontrolou splnění normy. Naměřená spektrální charakteristika je na obr. 2.49. Ukazatel splnitelnosti (Limit check) je nyní „PASS“, to znamená plnění normy ETSI EN 300 220.



Obr. 2.49: Měření emisí z pásma do sousedního kanálu (27 dBm) pro šířku pásma 250 kHz pro sloučení zesilovačů na přípravku RF5110g\_DUAL1

### 3 Závěr

Tato diplomová práce se zabývá návrhem a optimalizací koncového stupně pro zesilovač použitelný v LoRaWAN síti plnící normu EN 300 220 pro evropské pásmo 868 MHz. Jako koncový stupeň byl vybrán cenově dostupný integrovaný obvod RF5110g (Qorvo) vyráběný HBT GaAs procesem. Tento obvod je výhodný také z hlediska kmitočtového rozsahu, pracuje od 150 MHz do 960 MHz, což pokrývá všechna pásma, na kterých je LoRaWAN nyní provozován.

Při návrhu zesilovače jsou zohledněny především parametry výkonového zisku, distribuovaného RF výkonu, výkonové účinnosti, vyzařování do sousedních kanálů (ACPR) a úrovně širokopásmového šumu. Širším cílem bylo dosáhnout co nejnižší nežádoucí emise do sousedních kanálů a co nejnižší vysílaný širokopásmový šum tak, aby se zesilovač v rádiovém spektru choval ekologicky vůči ostatním komunikačním zařízením. Jako zdroj LoRa signálu je pro účely testování použit modul RAK2247, jehož parametry výkonu a přeslechy do sousedních kanálů byly změřeny. Tento modul při maximálním dovoleném výkonu 27 dBm požadavky normy neplní a nelze jej proto na tomto výkonu provozovat.

Měřením bylo zjištěno, že zesilovač RF5110g dosahuje při stejném výstupním výkonu nižšího ACPR, než zesilovač na vyráběném modulu. Proto byl navržen koncový zesilovač RF5110\_EVAL1, na kterém bylo dosaženo snížení ACPR o 1 dB pomocí sériového rezonančního obvodu laděného na frekvenci druhé harmonické výstupního signálu, přidaného do mezistupňové vazby před koncový tranzistor obvodu RF5110g. Pro vyloučení možné chyby měření byla stejná metodika měření provedena opakovaně. Při zapojení podobného obvodu na výstup zesilovače už další jednoznačné snížení ACPR měřitelné nebylo.

Vzhledem k tomu, že výrobce zesilovače RF5110g neposkytuje model součástky ani rozptylové parametry vnitřních bloků, byly na prototypové desce se zapojením doporučeným výrobcem rozptylové parametry změřeny síťovým analyzátozem. Takto získané rozptylové parametry byly posléze využity pro simulace a pro finální optimalizovaný návrh zesilovače. Po osazení navržené desky plošného spoje byla znovu vektorovým síťovým analyzátozem změřena výstupní impedance zesilovače a proces přizpůsobení byl zopakován se zohledněním vlastností plošného spoje.

Dále byla ověřována možnost použití zesilovače jako koncového stupně u modulu QAM-256. Jako hlavní parametr pro optimalizaci výkonové převodní charakteristiky RF5110g byl parametr ACPR a jeho závislost na napájecím napětí zesilovače. Při zvýšení napájecího napětí na 4,8 V se snížilo ACPR o 1 dB. Rozsah napájecích napětí uváděný výrobcem je od 2,7 V do 5,5 V. Horní napěťová hranice platí při dodržení podmínky maximálního přípustného VSWR 6:1.

U modulace QAM-256 bylo provedeno srovnání se zesilovačem MMG3006NT1

zapojeným ve třídě A, který dosahoval při stejném ACPR vyššího výkonu o 0,6 dB. Z hlediska širokopásmového šumu je MMG3006NT1 vhodnější zesilovač. Ve vzdálenosti 40 MHz od pracovní frekvence 870 MHz je změřená výkonová hustota širokopásmového šumu na kmitočtu 910 MHz nižší o 10 dB. Přínos případného využití obvodu MMG3006NT1 v oblasti měřených parametrů je ovšem diskutabilní vzhledem k nižší účinnosti o 6,5 % na požadovaném výkonu 27 dBm a k nutnosti obvod chladit.

Emulace výstupního přizpůsobení napomohla k získání informací o vazbě mezi účinností, ziskem a parametrem ACPR pro různé výstupní impedance zesilovače. ACPR zesilovače bylo dále optimalizováno pomocí modulace QAM-256 a bylo dosaženo při kritériu ACPR menšího než -45 dBc při vysílacím výkonu 25,8 dBm. Poté bylo znovu provedeno měření dle EN 300 220, ovšem i přes optimalizace ACPR a zvýšení napájecího napětí nebyl požadavek normy splněn.

Kvůli požadavku zvýšení výstupního výkonu zesilovače při splnění kritéria ACPR menšího než -45 dBc pro modulaci LoRa a QAM-256 byl navržen zesilovač RF5110G\_DUAL1, jehož výstup slučuje výkony dvou obvodů RF5110g. S modulací QAM-256 mohl být výkon zvýšen na 28,5 dBm. Změřená hustota širokopásmového šumu ve vzdálenosti 20 MHz od pracovní frekvence byla nižší o 2,5 dB, na ostatních měřených kmitočtech bylo patrné snížení hustoty širokopásmového šumu o 0,2 dB.

Poté byla změřena možnost využití sestavy sloučených zesilovačů jako zesilovače pro LoRaWAN, což je předmětem zadání. Výsledné zapojení normu EN 300 220 splnilo při maximálním povoleném výkonu 27 dBm s rezervou 1,5 dB.

Získané poznatky budou dále využity společností RACOM s.r.o. pro návrh LoRaWAN brány použité v radiomodemu RipEX2.

# Literatura

- [1] *LINKS LAB. Low Power, Wide Area Networks: For „Internet of Things“ Engineers and Decision Makers* [online].  
Poslední aktualizace 01. 8. 2016 [cit. 06. 10. 2019]. Dostupné z URL:  
<<http://cdn2.hubspot.net/hubfs/427771/LPWAN-Brochure-Interactive.pdf>>.
- [2] *EGLI, Peter R. LPWAN LOW POWER WIDE AREA NETWORK* [online].  
Poslední aktualizace 13. 5. 2015 [cit. 12. 10. 2019]. Dostupné z URL:  
<<https://www.slideshare.net/PeterREgli/lpwan>>.
- [3] *Shannon–Hartley theorem* [online]. Poslední aktualizace 27. 9. 2019 [cit. 12. 10. 2019]. Dostupné z URL:  
<[https://en.wikipedia.org/wiki/Shannon\T1\textendashHartley\\_theorem](https://en.wikipedia.org/wiki/Shannon\T1\textendashHartley_theorem)>.
- [4] *LoRaWAN Frequency Plans and Regulations by Country.* [online]. Poslední aktualizace 29. 3. 2019 [cit. 13. 10. 2019]. Dostupné z URL:  
<[https://github.com/TheThingsNetwork/docs/blob/master/\\_content/lorawan/frequencies-by-country.md](https://github.com/TheThingsNetwork/docs/blob/master/_content/lorawan/frequencies-by-country.md)>.
- [5] *SEMTECH CORPORATION. AN1200.22 LoRa™ Modulation Basics, Revision 2* [online]. Poslední aktualizace 2. 5. 2015 [cit. 16. 10. 2019]. Dostupné z URL:  
<<https://www.semtech.com/uploads/documents/an1200.22.pdf>>.
- [6] *Short Range Devices (SRD) operating in the frequency range 25 MHz to 1000 MHz; Part 1: Technical characteristics and methods of measurement* [online]. Poslední aktualizace 2. 2017 [cit. 17. 10. 2019]. Dostupné z URL:  
<[https://www.etsi.org/deliver/etsi\\_en/300200\\_300299/30022001/03.01.01\\_60/en\\_30022001v030101p.pdf](https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/300200_300299/30022001/03.01.01_60/en_30022001v030101p.pdf)>.
- [7] *Short Range Devices (SRD) operating in the frequency range 25 MHz to 1000 MHz; Part 2: Harmonised Standard for access to radio spectrum for non specific radio equipment* [online]. Poslední aktualizace 2. 2017 [cit. 22. 10. 2019]. Dostupné z URL:  
<[https://www.etsi.org/deliver/etsi\\_en/300200\\_300299/30022002/03.02.01\\_60/en\\_30022002v030201p.pdf](https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/300200_300299/30022002/03.02.01_60/en_30022002v030201p.pdf)>.
- [8] *Všeobecné oprávnění č. VO-R/10/01.2019-1* [online]. Poslední aktualizace 22. 1. 2019 [cit. 22. 10. 2019]. Dostupné z URL:  
<<https://www.ctu.cz/sites/default/files/obsah/ctu/>>

- vseobecne-opravneni-c.vo-r/10/01.2019-1/obrazky/vo-r10-012019-1.pdf>.
- [9] *Amplifier Classes* [online]. Poslední aktualizace 12 2019 [cit. 27. 04. 2020]. Dostupné z URL:  
<<https://www.electronics-tutorials.ws/amplifier/amplifier-classes.html>>.
  - [10] *RF Power Amplifiers, Iulian Rosu* [online]. Poslední aktualizace 8. 2019 [cit. 27. 04. 2020]. Dostupné z URL:  
<[https://www.qsl.net/va3iul/RF%20Power%20Amplifiers/RF\\_Power\\_Amplifiers.pdf](https://www.qsl.net/va3iul/RF%20Power%20Amplifiers/RF_Power_Amplifiers.pdf)>.
  - [11] *RF5110 3V GSM POWER AMPLIFIER* [online]. Poslední aktualizace 2. 2012 [cit. 28. 10. 2019]. Dostupné z URL:  
<[https://www.digchip.com/datasheets/download\\_datasheet.php?id=1106230&part-number=RF5110](https://www.digchip.com/datasheets/download_datasheet.php?id=1106230&part-number=RF5110)>.
  - [12] *RF5110G 3V General Purpose/GSM Power Amplifier* [online]. Poslední aktualizace 9. 9. 2019 [cit. 28. 10. 2019]. Dostupné z URL:  
<[https://www.digchip.com/datasheets/download\\_datasheet.php?id=1106230&part-number=RF5110](https://www.digchip.com/datasheets/download_datasheet.php?id=1106230&part-number=RF5110)>.
  - [13] *Keysight, Digital Pre-Distortion (DPD) Concept* [online]. Poslední aktualizace 7. 2. 2019 [cit. 29. 10. 2019]. Dostupné z URL:  
<[http://rfmw.em.keysight.com/wireless/helpfiles/n7614/Content/Main/Digital%20Pre-Distortion%20\(DPD\)%20Concept.htm](http://rfmw.em.keysight.com/wireless/helpfiles/n7614/Content/Main/Digital%20Pre-Distortion%20(DPD)%20Concept.htm)>.
  - [14] *Bias induced memory effects Bias induced memory effects in RF power amplifiers, LINEARIZER TECHNOLOGY INC.* [online]. Poslední aktualizace 9. 9. 2019 [cit. 29. 10. 2019]. Dostupné z URL:  
<[https://www.lintech.com/PDF/min\\_pa\\_memory\\_fx.pdf](https://www.lintech.com/PDF/min_pa_memory_fx.pdf)>.
  - [15] *Memory Effects in RF Circuits: Manifestation and simulation, Agilent Technologies* [online]. Poslední aktualizace 7. 2. 2011 [cit. 29. 10. 2019]. Dostupné z URL:  
<[https://www.keysight.com/upload/cmc\\_upload/All/Memory\\_Effects\\_in\\_RF\\_Circuits.pdf](https://www.keysight.com/upload/cmc_upload/All/Memory_Effects_in_RF_Circuits.pdf)>.
  - [16] *MINIMIZING POWER AMPLIFIER MEMORY EFFECTS, Linearizer Technology, Inc.* [online]. [cit. 30. 10. 2019]. Dostupné z URL:  
<<http://ewh.ieee.org/r8/norway/ap-mtt/files/MEMORY-EFF%20Allen%20Katz.pdf>>.

- [17] *Memory Effect Minimization and Wide Instantaneous Bandwidth Operation of a Base Station Power Amplifier* [online]. [cit. 10. 11. 2019]. Dostupné z URL: [http://mmic.postech.ac.kr/Homepage/publications/paper/int\\_journal/2007\\_Cha\\_MWJ\\_01.pdf](http://mmic.postech.ac.kr/Homepage/publications/paper/int_journal/2007_Cha_MWJ_01.pdf).
- [18] *Git repository rak\_common\_for\_gateway, RAKWireless* [online]. Poslední aktualizace 17. 12. 2019 [cit. 21. 12. 2019]. Dostupné z URL: [https://github.com/RAKWireless/rak\\_common\\_for\\_gateway](https://github.com/RAKWireless/rak_common_for_gateway).
- [19] *OET Exhibits List for FCC ID 2AF6B-RAK2247* [online]. Poslední aktualizace 21. 1. 2019 [cit. 15. 11. 2019]. Dostupné z URL: [https://apps.fcc.gov/oetcf/eas/reports/ViewExhibitReport.cfm?mode=Exhibits&RequestTimeout=500&calledFromFrame=N&application\\_id=vzZjfXfF0hs0%2BZXMYbMd%2FA%3D%3D&fcc\\_id=2AF6B-RAK2247](https://apps.fcc.gov/oetcf/eas/reports/ViewExhibitReport.cfm?mode=Exhibits&RequestTimeout=500&calledFromFrame=N&application_id=vzZjfXfF0hs0%2BZXMYbMd%2FA%3D%3D&fcc_id=2AF6B-RAK2247).
- [20] *R&S®FSW Signal and Spectrum Analyzer User Manual* [online]. Poslední aktualizace 16. 08. 2019 [cit. 20. 11. 2019]. Dostupné z URL: [https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl\\_downloads/dl\\_common\\_library/dl\\_manuals/gb\\_1/f/fsw\\_1/FSW\\_UserManual\\_en\\_36.pdf](https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_manuals/gb_1/f/fsw_1/FSW_UserManual_en_36.pdf).
- [21] *Quad Flatpack No-Lead Logic Packages, Texas Instruments* [online]. Poslední aktualizace 04. 2002 [cit. 25. 11. 2019]. Dostupné z URL: <http://www.ti.com/pdfs/logic/qfnappnote.pdf>.
- [22] *2.95-V to 6-V Input, 3-A Output, 2-MHz, Synchronous Step-Down Switcher With Integrated FETs ( SWIFT™), Texas Instruments* [online]. Poslední aktualizace 06. 2010 [cit. 28. 11. 2019]. Dostupné z URL: <http://www.ti.com/lit/ds/slvsa83/slvsa83.pdf>.
- [23] *R&S® ZNC/ZND Vector Network Analyzers User Manual* [online]. Poslední aktualizace 2019 [cit. 10. 02. 2020]. Dostupné z URL: [https://www.rohde-schwarz.com/webhelp/ZNC\\_ZND\\_HTML\\_UserManual\\_en/ZNC\\_ZND\\_HTML\\_UserManual\\_en.htm](https://www.rohde-schwarz.com/webhelp/ZNC_ZND_HTML_UserManual_en/ZNC_ZND_HTML_UserManual_en.htm).
- [24] *SnP (Touchstone) File Format* [online]. Poslední aktualizace 2003 [cit. 10. 02. 2020]. Dostupné z URL: [http://na.support.keysight.com/plts/help/WebHelp/FilePrint/SnP\\_File\\_Format.htm](http://na.support.keysight.com/plts/help/WebHelp/FilePrint/SnP_File_Format.htm).
- [25] *SPICE ‘Quick’ Reference Sheet* [online]. Poslední aktualizace 2001 [cit. 10. 02. 2020]. Dostupné z URL: [https://web.stanford.edu/class/ee133/handouts/general/spice\\_ref.pdf](https://web.stanford.edu/class/ee133/handouts/general/spice_ref.pdf).



- [26] *Smith-Chart Software and Related Documents* [online]. Poslední aktualizace 01. 2018 [cit. 18. 02. 2020]. Dostupné z URL:  
<<https://www.fritz.dellsperger.net/smith.html>>.
- [27] *Microstrip - everythingRF* [online].  
Poslední aktualizace 01. 2020 [cit. 25. 02. 2020]. Dostupné z URL:  
<<https://www.microwaves101.com/encyclopedias/microstrip>>.
- [28] *Mini-Circuits, Understanding Power Splitters* [online].  
Poslední aktualizace 06. 03. 2020 [cit. 14. 04. 2020]. Dostupné z URL:  
<<https://www.minicircuits.com/app/AN10-006.pdf>>.
- [29] *Signal Generator ROHDE* [online].  
Poslední aktualizace 06. 03. 2020 [cit. 14. 04. 2020]. Dostupné z URL:  
<<https://www.minicircuits.com/app/AN10-006.pdf>>.

# Seznam symbolů, veličin a zkratek

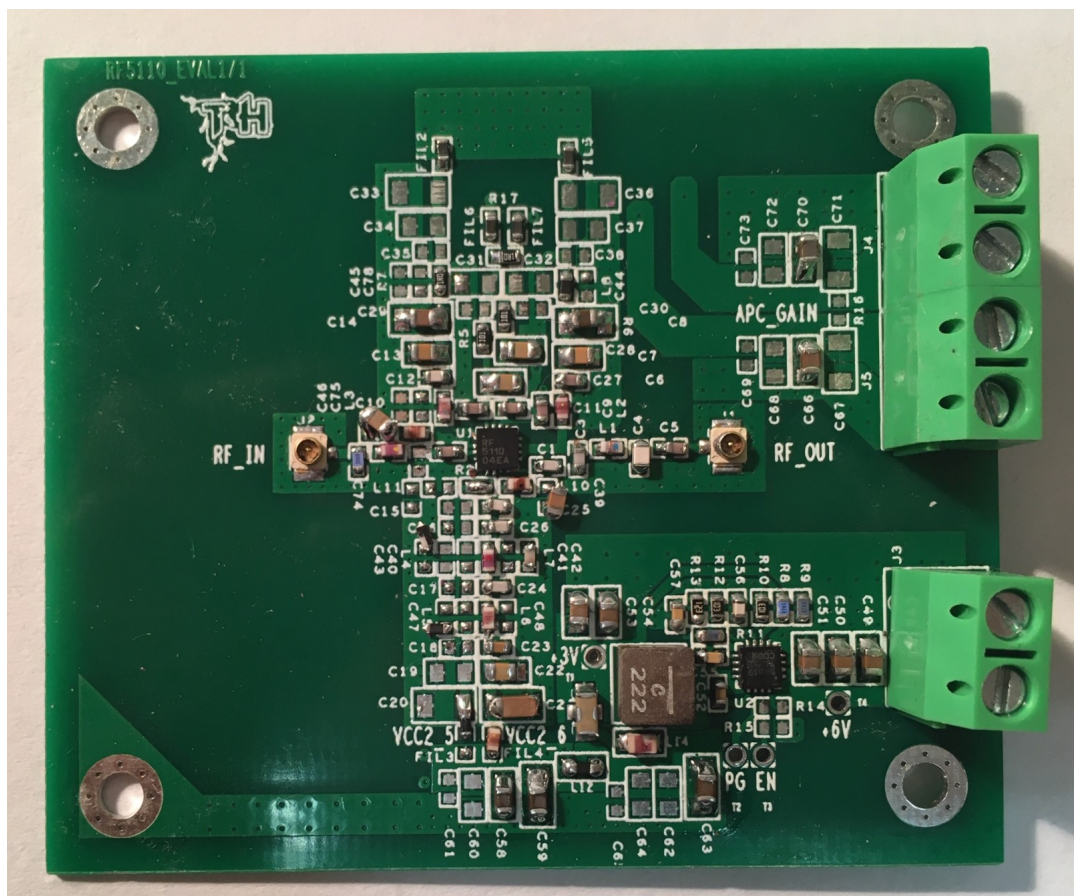
<b>IoT</b>	Internet věcí – Internet of Things
<b>LPWAN</b>	Sít s nízkou spotřebou a dlouhým dosahem – Low power wide area network
<b>LPWA</b>	Nízká spotřeba a dlouhý dosah – Low power wide area
<b>UHF</b>	Ultra High Frequency – Ultra krátké vlny (UKV)
<b>SNR</b>	Signal to noise ratio – Poměr signálu k šumu
<b>ČTÚ</b>	Český telekomunikační úřad – Czech Telecommunication Office
<b>ETSI</b>	European Telecommunications Standards Institute – Evropský ústav pro telekomunikační normy
<b>FCC</b>	Federal Communications Commission – Federální komise pro komunikace
<b>LoRa</b>	Long Range – Dlouhá vzdálenost
<b>CCS</b>	Chirp spread spectrum – Dlouhá vzdálenost
<b>SRD</b>	Short Range Devices – Zařízení krátkého dosahu
<b>FSK</b>	Frequency-shift keying – Klíčování frekvenčním posuvem
<b>E.R.P.</b>	Maximum effective radiated power – Maximální efektivní vyzářený výkon
<b>PWM</b>	Pulse Width Modulation – Pulzně šířková modulace
<b>ACPR</b>	Adjacent Channel Power Ratio – Poměr přeslechu do sousedního kanálu
<b>GSM</b>	Global system for mobile communication – Globální systém pro mobilní komunikace
<b>GPSR</b>	General Packet Radio Service – Celková paketová rádiová služba
<b>E-GSM</b>	Extended GSM – Rozšířené GSM
<b>QFN</b>	Quad Flat No-lead package – Ploché hranaté bezvývodové pouzdro
<b>W-CDMA</b>	Wideband Code Division Multiple Access – Širokopásmový vícenásobný přístup s kódovým dělením
<b>OFDM</b>	Orthogonal Frequency Division Multiplexing – Ortogonální multiplex s frekvenčním dělením
<b>WLAN</b>	Wireless Local Area Network – Bezdrátová lokální síť
<b>LTE</b>	Long Term Evolution – Technologie pro vysokorychlostní přenos dat v mobilních sítích
<b>PAPR</b>	Peak-to-Average Power Ratio – Poměr průměrného a špičkového výkonu
<b>DPD</b>	Digital Pre-Distortion – Digitální předzkreslení
<b>DSP</b>	Digital signal processor – Digitální signálový procesor
<b>ESR</b>	Equivalent series resistance – Ekvivalentní sériový odpor

<b>LC</b>	Inductor and capacitor – Indukčnost a kapacita
<b>USB</b>	Universal Serial Bus –Univerzální sériová linka
<b>SPI</b>	Serial Peripheral Interface – Sériové periferní rozhraní
<b>OS</b>	Operating System – Operační systém
<b>InGaP</b>	Indium gallium phosphide – Indium gallium fosfid
<b>HBT</b>	Heterojunction bipolar transistor – Heterogenní bipolární tranzistor
<b>OIP3</b>	Third-order intercept point – Intercepční bod třetího řádu
<b>P1dB</b>	1 dB compression point – Bod jednodécibellové komprese
<b>UMMC</b>	Ultra Miniature Coax Connectors – Ultra miniaturní koaxiální konektory
<b>SPICE</b>	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis – Simulační program s důrazem na integrované obvody
<b>VSA</b>	Vector Signal Analysis - Vektorová signálová analýza
<b>ISM</b>	Industrial, Scientific, Medical radio frequency band – Průmyslové, vědecké a lékařské vysokofrekvenční pásmo
<b>VSWR</b>	Voltage Standing Wave Ratio – Poměr stojatých vln
<b>PDF</b>	Portable Document Format – Přenosný formát dokumentů

# Seznam příloh

A Přílohy přípravku RF5110_EVAL1	92
B Přílohy přípravku RF5110G_DUAL1	98
C Obsah elektronické přílohy	103

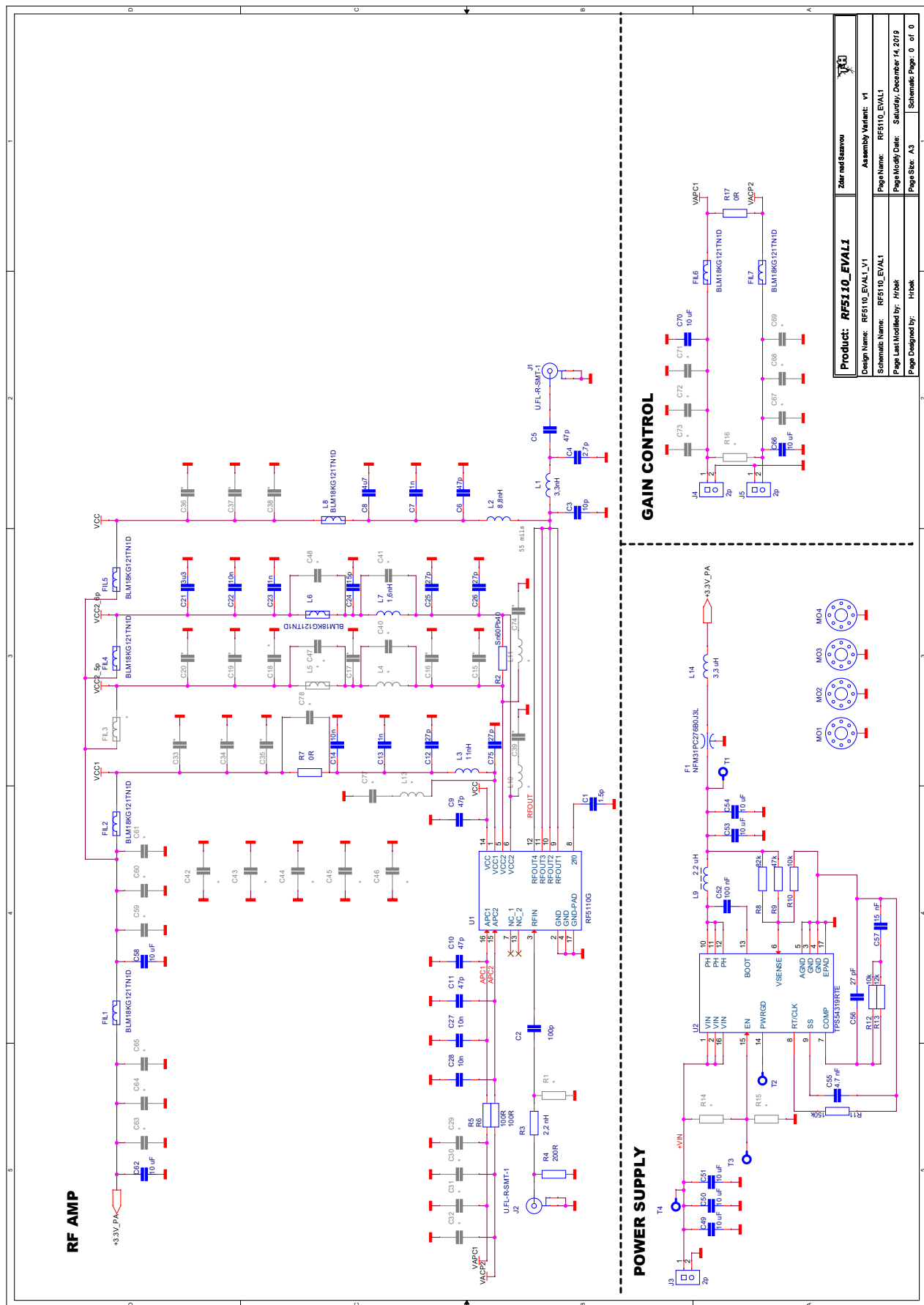
## A Přílohy přípravku RF5110\_EVAL1

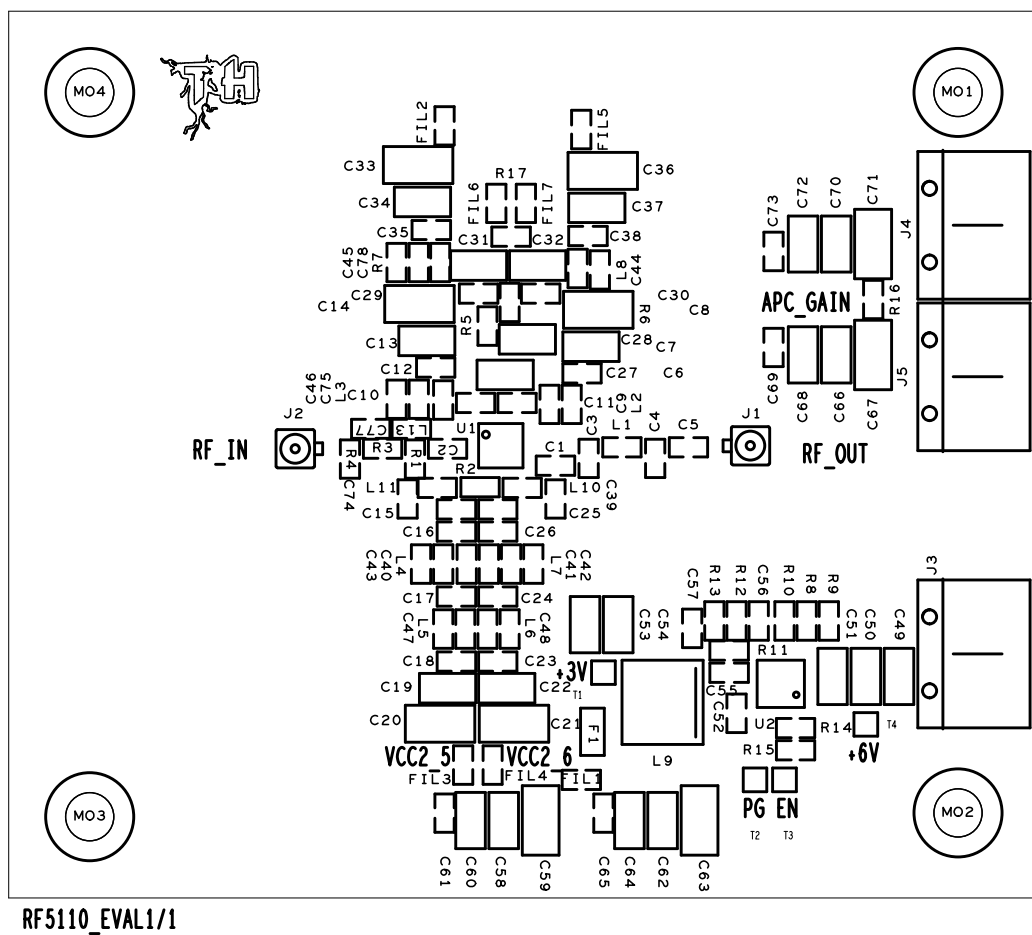


Obr. A.1: Osazená strana součástek přípravku RF5110\_EVAL\_1

Tab. A.1: Základní rozpiska zapojení přípravku RF5110\_EVAL\_1

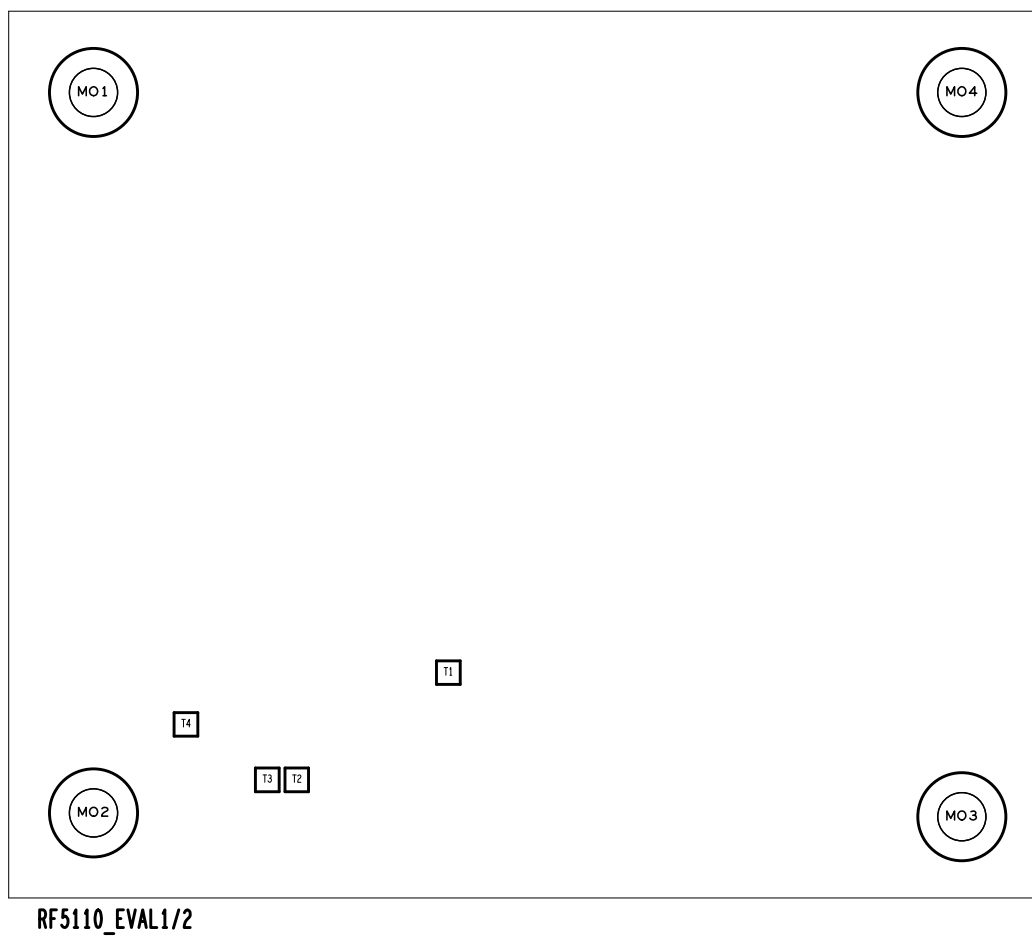
Označení	Název součástky	Hodnota	Pouzdro	Počet kusů
R4	Rezistor	200 $\Omega$	0603	1
R12	Rezistor	150 k $\Omega$	0603	1
R13	Rezistor	12 k $\Omega$	0603	1
R10, R12	Rezistor	10 k $\Omega$	0603	2
R5, R6	Rezistor	100 $\Omega$	0603	2
R9	Rezistor	4,7 k $\Omega$	0603	1
R7, R17	Rezistor	0 $\Omega$	0603	2
R8	Rezistor	82 k $\Omega$	0603	1
L7	Indukčnost	1,6 nH	0603	1
L9	Indukčnost	2,2 $\mu$ H	0603	1
L13	Indukčnost	11 nH	0603	1
L1	Indukčnost	3,3 nH	0603	1
L14	Indukčnost	3,3 $\mu$ H	0805	1
L2	Indukčnost	8,8 nH	0603	1
R3	Indukčnost	2,2 nH	0603	1
C1	Kondenzátor ker.	1,5 pF	0603	1
C49, C50, C51, C53, C54, C58, C62, C66, C70	Kondenzátor ker.	10 $\mu$ F/16 V	0805	9
C52	Kondenzátor ker.	100 nF	0603	1
C2	Kondenzátor ker.	100 pF	0603	1
C14, C22, C27, C28	Kondenzátor ker.	10 nF	0603	4
C3	Kondenzátor ker.	10 pF	0603	1
C57	Kondenzátor ker.	15 nF	0603	1
C24	Kondenzátor ker.	15 pF	0603	1
C7, C13, C23	Kondenzátor ker.	1 nF	0603	3
C4	Kondenzátor ker.	2,7 pF	0603	1
C12, C25, C26, C56, C75	Kondenzátor ker.	27 pF	0603	5
C21	Kondenzátor ker.	3,3 $\mu$ F	0805	1
C55	Kondenzátor ker.	4,7 nF	0603	1
C5, C6, C9, C11	Kondenzátor ker.	47 pF	0603	4
C7	Kondenzátor ker.	4,7 $\mu$ F	0603	1
J3, J4, J5	Konektor	ARK-02	HDR-1x02	3
L6, L8, FIL1-2, FIL4-7	Tlumivka	BLM18KG121TD1D	0603	8
F1	Průchozí kondenzátor	NFM31PC276B0J3L	1206	1
U1	RF zesilovač	RF5110g	QFN-16	1
U2	snížující měnič	TPS54319	QFN-16	1
R2	cínová propojka	Sn60Pb40	0603	1
J1, J2	UMMC konektor	U.FL-R-SMT-1	UMMC	2



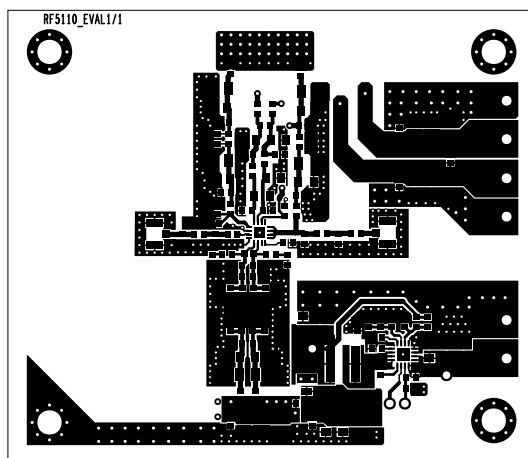


Obr. A.3: Osazovací výkres přípravku RF5110\_EVAL\_1 strana TOP

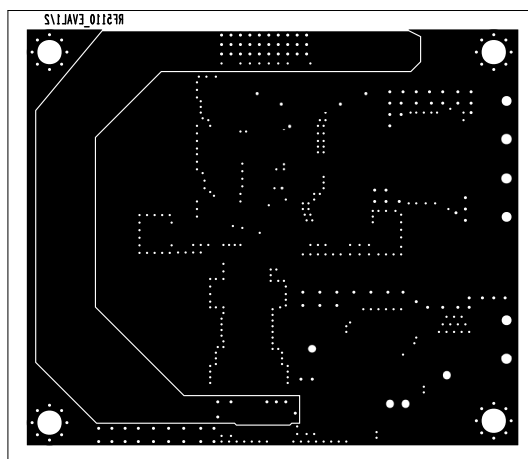




Obr. A.4: Osazovací výkres přípravku RF5110\_EVAL\_1 strana BOTTOM

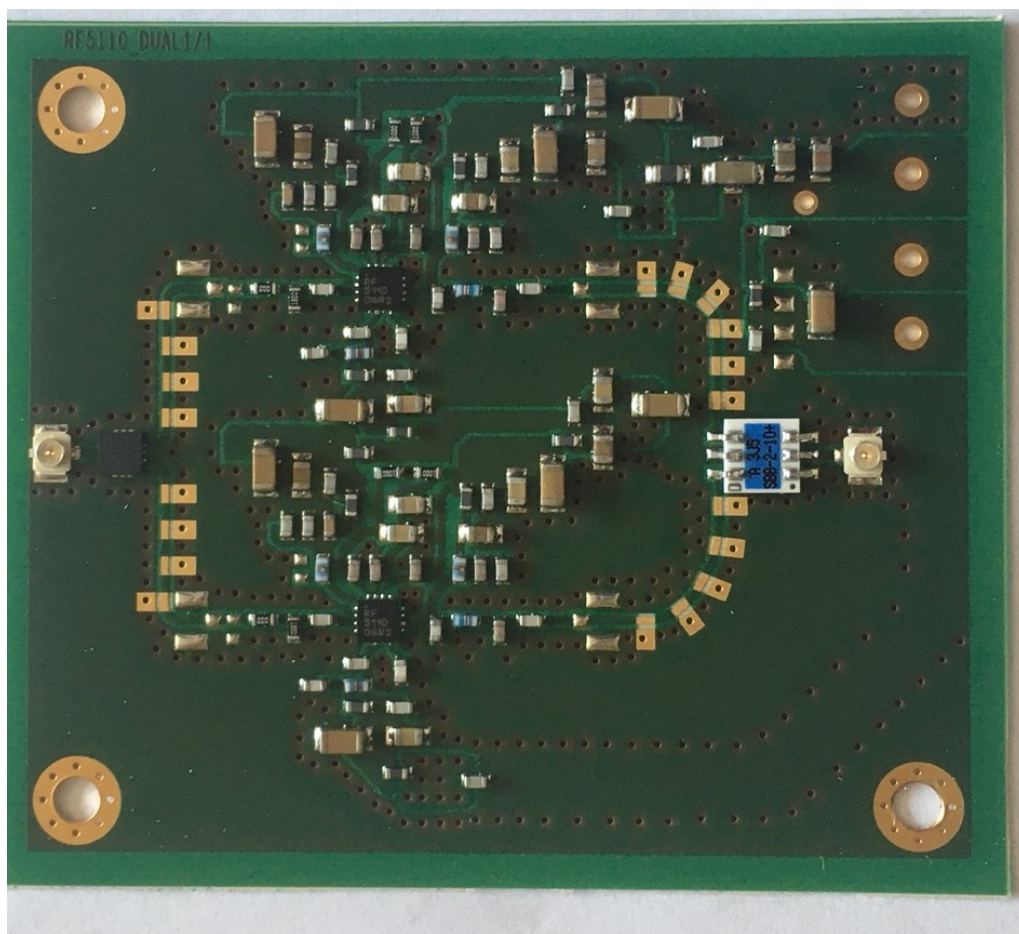


Obr. A.5: Předloha plošného spoje - strana TOP, 60 x 70 mm



Obr. A.6: Předloha plošného spoje - strana BOTTOM, 60 x 70 mm

## B Přílohy přípravku RF5110G\_DUAL1

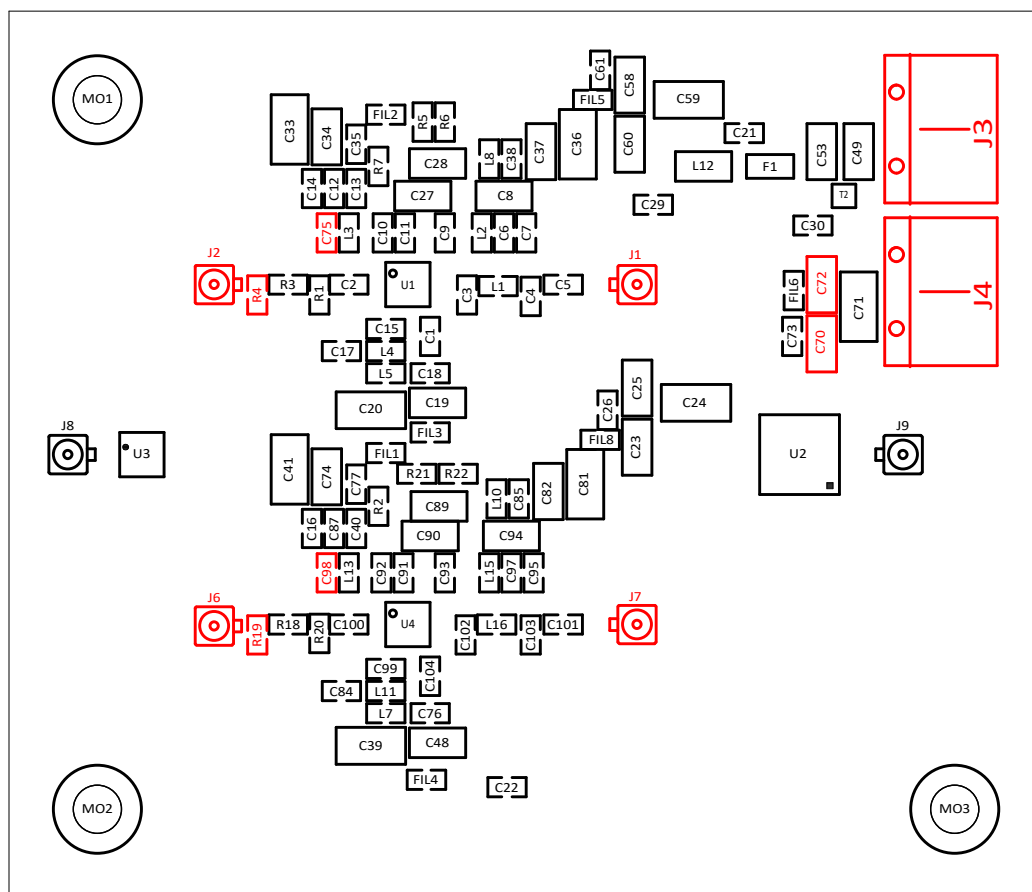


Obr. B.1: Osazená strana součástek přípravku RF5110G\_DUAL1

Tab. B.1: Rozpiska zapojení přípravku RF5110G\_DUAL1 (870 MHz)

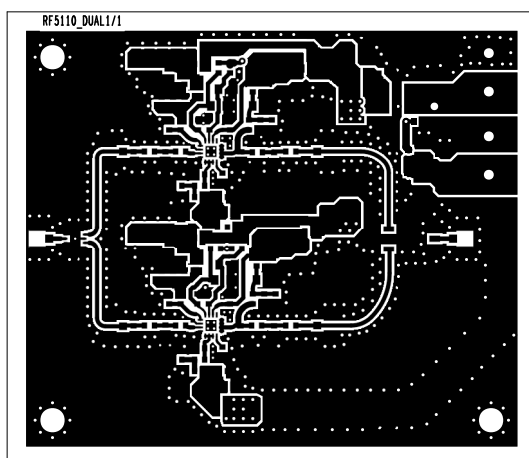
Označení	Název součástky	Hodnota	Pouzdro	Počet kusů
R1, R20	Rezistor	180 $\Omega$	0603	2
R3, R18	Rezistor	0 $\Omega$	0603	2
R5, R6, R21, R22	Rezistor	100 $\Omega$	0603	4
L1, L16	Indukčnost	3,3 nH	0603	2
L2, L15	Indukčnost	8,2 $\mu$ H	0603	2
L3, L13	Indukčnost	12 nH	0603	2
L4, L11	Indukčnost	1,6 nH	0603	2
L12	Feritové jádro	742792097	0805	1
C1	Kondenzátor ker.	1,5 pF	0603	1
C23, C48, C58	Kondenzátor ker.	10 $\mu$ F/16 V	0805	3
C20, C24, C33, C36, C39, C41, C59, C71, C81	Kondenzátor ker.	2,2 $\mu$ F/16 V	1206	9
C19, C25, C27, C28, C34, C37, C48, C60, C74, C82, C89, C90	Kondenzátor ker.	10 nF	0805	12
C14, C40	Kondenzátor ker.	10 nF	0603	2
C12, C87	Kondenzátor ker.	27 pF	0603	2
C8, C94	Kondenzátor ker.	2,2 $\mu$ F	0805	2
C7, C13, C16, C18, C21, C22, C26, C29, C30, C35, C38, C61 C73, C76, C77 C85, C95	Kondenzátor ker.	1 nF	0603	17
C6, C9, C10, C11, C91, C92, C93, C97	Kondenzátor ker.	47 pF	0603	8
C4, C103	Kondenzátor ker.	4,7 pF	0603	2
C3, C17, C84, C102	Kondenzátor ker.	15 pF	0603	4
C2, C5, C15, C99, C100, C101	Kondenzátor ker.	56 pF	0603	6
C1, C104	Kondenzátor ker.	1,5 pF	0603	2
F1	Průchozí kondenzátor	NFM31PC276B0J3L	1206	1
FIL1-8, L5, L7, L8, L10, R2, R7	Tlumivka	BLM18KG121TD1D	0603	13
J8, J9	UMMC konektor	U.FL-R-SMT-1	UMMC	2
U1, U4	RF zesilovač	RF5110g	QFN-16	2
U2	Rozbočovač/Slučovač	SBB-2-10+s	SM31	1
U3	Rozbočovač/Slučovač	GP2S+	DQ1225	1



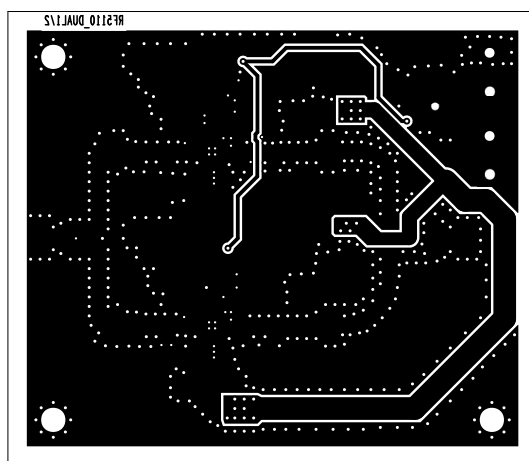


RF5110g\_DUAL1/1

Obr. B.3: Osazovací výkres přípravku RF5110G\_DUAL1 strana TOP



Obr. B.4: Předloha plošného spoje - strana TOP, 60 x 70 mm



Obr. B.5: Předloha plošného spoje - strana BOTTOM, 60 x 70 mm

## C Obsah elektronické přílohy

```
/.....kořenový adresář elektronické přílohy
├── pdf
│   └── Hrbek-T-SP.pdf.....zadání semestrální práce
├── cadence.....soubory s návrhem plošného spoje v programu CADENCE
│   ├── RF5110_EVAL1
│   │   ├── RF5110_EVAL1_V1.dsn
│   │   ├── RF5110_EVAL_r2.brd
│   │   ├── RF5110_EVAL1_sch_v1.pdf
│   │   └── RF5110g_EVAL1_v1_top-bot.pdf
│   ├── RF5110g_DUAL1
│   │   ├── RF5110G_DUAL1_v2.dsn
│   │   ├── RF5110g_DUAL1_r3.brd
│   │   ├── RF5110G_DUAL1_V2_sch.pdf
│   │   └── RF5110g_DUAL1_v2_top-bot.pdf
├── vyroba_PCB.....soubory pro výrobu plošného spoje ve formátu RS274x
│   ├── RF5110_EVAL1_r2.zip
│   └── RF5110g_DUAL1_r3.zip
├── mereni.....elektronické přílohy měření
│   ├── emulace_vystupni_impedance
│   │   └── DP-x.zip
│   ├── prizpusobeni_S22_RF5110G_DUAL1
│   │   └── bod-pdf.zip
│   ├── optimalizace_ACPR
│   │   └── 9xx.zip
│   ├── sirokopasmovy_sum
│   │   ├── samostatny_zes.png
│   │   └── sloucene_zes.png
├── katalogove_listy.....katalogové listy obvodů
│   ├── QPA9908 Data Sheet.pdf
│   ├── RF5110.pdf
│   ├── MMG3006NT1.pdf
│   ├── RF5110G Data Sheet.pdf
│   └── TPS54319.pdf
```